



INAOE

Desarrollo de un sensor de permitividad dieléctrica de bajo costo a la frecuencia de 2.45 GHz

por

Edel Serafín Hernández Gómez

Tesis sometida como requisito parcial para obtener el grado de

MAESTRO EN CIENCIAS EN LA ESPECIALIDAD DE ELECTRÓNICA

en el

Instituto Nacional de Astrofísica Óptica y Electrónica

Septiembre 2014

Tonantzintla, Puebla.

Supervisado por

Dr. José Luis Olvera Cervantes, INAOE

Dr. Alonso Corona Chávez, INAOE

© INAOE 2014

Derechos reservados

El autor otorga al INAOE el permiso de reproducir y distribuir copias de esta tesis en su totalidad o en partes.



Edel Serafín Hernández Gómez

© INAOE 2014
MMXIV

Resumen

Una amplia variedad de industrias necesitan un mayor conocimiento de los materiales para mejorar el monitoreo de procesos y control de calidad. Cada material tiene un conjunto único de características eléctricas que dependen de sus propiedades dieléctricas. Las mediciones precisas de estas propiedades pueden proporcionar, a los científicos e ingenieros, información valiosa para incorporar adecuadamente el material en sus diseños o procesos de fabricación. Una medición de materiales dieléctricos puede proporcionar parámetros de diseño para muchas aplicaciones en la electrónica. En relación a lo mencionado anteriormente, esta tesis adquiere importancia ya que presenta un sensor que mide la permitividad de los materiales.

En principio, se presenta la problemática, objetivo y justificación del trabajo. Éstas están enfocadas a la implementación del sensor que proporciona:

- La reducción del costo de la medición de propiedades dieléctricas.
- Información primordial para tratamiento no químico de desinfección de legumbres.
- Eficiencia en el método de medición.

Posteriormente, se muestran los dos métodos empleados para la medición de permitividad. Se presentan las técnicas que comprende cada método y se mencionan las características principales de cada técnica.

Se exponen conceptos relacionados con la medición de la permitividad, con lo cual se pretende facilitar la comprensión del tema en cuestión.

El sensor desarrollado se basa en el método de perturbación. Por tal motivo, se presenta la metodología y ecuaciones correspondientes para el cálculo de las propiedades dieléctricas.

El rendimiento y las gráficas, relacionadas con las mediciones, de todos los elementos que conforman el sensor se mencionan y se muestran, es decir, cada componente de microondas se caracteriza.

Los resultados de las mediciones del sensor se presentan mediante gráficas y tablas. Se midieron las permitividades del madera terciada, madera de pino, papel y acrílico. Éstas se comparan con las permitividades obtenidas por un analizador de redes vectoriales, determinando su buen desempeño.

Abstract

A wide variety of industries need a higher knowledge of the materials for better the process monitoring and quality assurance. Every material has a unique set of electrical characteristics that are dependent on its dielectric properties. Accurate measurements of these properties can provide, to scientists and engineers, valuable information to properly incorporate the material into its designs or manufacturing processes. A dielectric materials measurement can provide design parameters for many electronics applications. In relation to the above, this thesis is important due it shows a sensor that measures permittivity of the materials.

In the beginning, the problematic, objective and justification of the work are shown. These are focused to implementation of sensor that provides:

- Reduction the cost of measuring dielectric properties.
- Primary information for non-chemical treatment of disinfestation of legumes.
- Efficiency in measurement method.

Later, the two methods, for the measurement of permittivity, are shown. The techniques, that each method includes, are introduced and the main characteristics of each technique are mentioned.

The related concepts with the measurement of permittivity are explained for to facilitate the understanding of the subject matter.

The developed sensor is based on the perturbation method. For this reason, the methodology and corresponding equations are shown for the calculation of dielectric properties.

The performance and the graphics, related to measurements, of all elements that conform the sensor are mentioned and shown, i.e., each microwave component is characterized.

The results of measurements of sensor are shown through graphics and tables. The permittivities of plywood, pinewood, paper and acrylic were measured. These are compared with the obtained permittivities from a vectorial network analyzer, determining good performance.

Agradecimientos

A Dios, por todas las bendiciones que me ha dado desde niño, por darme las herramientas necesarias para alcanzar los objetivos que me he propuesto y las fuerzas para continuar hasta el final.

Al CONACyT, por el gran apoyo que me dio otorgándome la beca de maestría.

Al INAOE por darme la oportunidad de ingresar a su programa de maestría. A todos los profesores del INAOE que me enseñaron todo lo que ahora sé.

Al Dr. Olvera y al Dr. Corona por todo el apoyo que me han dado, por ser excelentes guías, por su paciencia y sobre todo por regalarme un poco de sus conocimientos.

A mis sinodales, el Dr. Juan Manuel Ramírez Cortes, el Dr. Mario Moreno Moreno y la Dra. Ma. Elena Sosa Morales, por sus comentarios y consejos para la realización de esta tesis.

A mi mamá la Sra. Laura Gómez Arias, mi papá el Ing. Zerafín Hernández Aguilar, mi hermano Sergio Alberto Hernández Gómez, a toda la familia Hernández Aguilar y Gómez Arias. Gracias por todo su apoyo, bendiciones y por estar siempre que los necesito.

A mi tío el MC. Fernando Gómez Arias y la Ing. Guadalupe Vargas, por apoyarme y acompañarme en mi estancia en Tonantzintla.

Al Sr. Alejandro Ata por apoyarme en la fabricación de la cavidad resonante cilíndrica.

A todos mis amigos, en especial a David Troncoso, Miriam Cruz, Joel Gómez y René Orta.

A todas las personas que me han apoyado desinteresadamente y con las cuales cuento en todo momento.

Gracias.

Contenido

Resumen	iv
Abstract	v
Agradecimientos	vi
Contenido	viii
Capítulo 1: Introducción	1
1.1 Problemática	2
1.2 Objetivo de la tesis	3
1.3 justificación de la tesis	3
1.4 Organización de la tesis	4
Capítulo 2: Estado del arte	5
2.1 Introducción	5
2.2 Métodos no resonantes	5
2.2.1 Método de reflexión	6
2.2.1.1 Método de reflexión abierta	7
2.2.1.2 Método de reflexión cerrada	7
2.2.2 Método de transmisión/reflexión	8
2.3 Métodos resonantes	9
2.3.1 Método del resonador dieléctrico	9
2.3.2 Método de perturbación	10
Capítulo 3: Marco teórico	12
3.1 Permitividad	12
3.2 Modos de propagación en líneas de transmisión	14

3.3 Parámetros S	21
3.4 Analizador de redes	23
3.5 Componentes de microondas	27
3.5.1 Acoplador direccional	27
3.5.2 Detector de microondas	30
3.5.3 Circulador y aislador	31
3.5.4 Amplificador de potencia	33
3.5.5 Sintetizador de frecuencias	33
Capítulo 4: Método de perturbación de cavidad y teoría de líneas acopladas	35
4.1 Cavidad resonante cilíndrica	35
4.1.1 Frecuencia de resonancia	35
4.1.2 Factor de calidad	37
4.2 Método de perturbación de cavidad	38
4.2.1 Medición de la permitividad	39
4.3 Teoría de líneas acopladas	41
4.3.1 Diseño de acopladores direccionales	43
Capítulo 5: Desarrollo de un sensor de permitividad dieléctrica a la frecuencia de 2.45 GHz	49
5.1 Sensor propuesto	49
5.2 Cavidad resonante cilíndrica	50
5.3 Caracterización de componentes de microondas	52
5.3.1 Sintetizador de microondas	52
5.3.2 Amplificador	53
5.3.3 Aislador	54
5.3.4 Acoplador direccional	55

5.3.4.1 Acoplador direccional MC2047-20	56
5.3.4.2 Acoplador direccional tipo microstrip diseñado mediante ADS	57
5.3.5 Detector de microondas	61
Capítulo 6: Resultados y conclusión	63
6.1 Resultados	63
6.2 Conclusión	66
6.3 Trabajo futuro	67
Apéndice A: Trabajos derivados	68
Lista de figuras	68
Lista de tablas	72
Referencias	73

Capítulo 1

Introducción

Las mediciones de la permitividad se han llevado a cabo desde hace varios años. Las primeras mediciones de la permitividad se obtenían a partir de la resistencia eléctrica. Con ello, se determinaba el contenido de humedad de un grano. Con el desarrollo de la ingeniería de microondas, los métodos de medición están mejorando. Hay muchas técnicas nuevas que han sido utilizados en el rango de las microondas, por ejemplo, la técnica de guía de ondas, resonador de cavidad, de espacio libre, entre otros. Sin embargo, cada técnica muestra diferentes ventajas y defectos, el diseñador tiene que entender las características de los mismos para estimar las propiedades dieléctricas [1].

Existen muchas técnicas para la medición de la permitividad de dieléctricos de bajas pérdidas en el rango de microondas. Éstas pueden ser divididas en dos grupos: métodos resonantes y métodos no resonantes [2]. Los métodos de resonancia no tienen la capacidad para realizar estas mediciones con un barrido en frecuencia amplio, ya que sólo son adaptables para una frecuencia de interés en base a la teoría de perturbación. En cambio, los métodos no resonantes pueden realizar este tipo de mediciones en un amplio rango de frecuencias. A partir de la medición de la transmisión y/o reflexión de la señal, las propiedades dieléctricas y magnéticas pueden ser calculadas. Sin embargo, la medición de estas propiedades, mediante los métodos de resonancia, presenta una mayor precisión, especialmente en materiales de bajas pérdidas dieléctricas o magnéticas.

El concepto fundamental de método de resonancia se basa en la presencia de una pequeña muestra de un material dieléctrico o magnético en una cavidad resonante. Esto provocará un cambio en la frecuencia de resonancia y un decremento en el factor de calidad de la cavidad. Una pequeña muestra se refiere a que el volumen de la muestra es mucho más pequeño comparado con el volumen de la cavidad. Esto supone que el cambio del campo eléctrico o magnético sea pequeño.

La permitividad y permeabilidad de los materiales puede ser calculada a partir de los cambios de la frecuencia de resonancia y del factor de calidad de la cavidad resonante. Las cavidades cilíndricas y rectangulares son comúnmente adaptadas para este fin, debido a que las ecuaciones de los campos eléctricos y magnéticos son más fáciles de derivar en

geometrías simples. La muestra debe ser siempre colocada donde el campo eléctrico o magnético (dependiendo el caso) presente su mayor intensidad [1].

1.1 Problemática

En las últimas décadas, ha habido un desarrollo muy importante en la tecnología de las microondas. Algunas de las áreas más importantes de desarrollo han sido: 1) diagnóstico de enfermedades, 2) industria microelectrónica, 3) tecnología de materiales, 3) monitoreo y diagnóstico de prototipos de reactores de fusión y 4) comunicación de corto y largo alcance. Para todas estas áreas, es necesario conocer la permitividad de los materiales [3].

Otra aplicación muy importante, donde la medición de la permitividad es de gran utilidad, es la industria agro-alimentaria en la cual la tecnología de microondas se utiliza para asegurar un nivel alto de seguridad y calidad en los alimentos. La contaminación biológica y microbiológica es una de las mayores amenazas para nuestros alimentos, que deberían llegar a la mesa con toda garantía de higiene, libres de residuos químicos-tóxicos y manteniendo todas sus cualidades nutritivas. En la actualidad, el desarrollo de métodos no invasivos que permitan desinsectar de manera efectiva y segura alimentos almacenados, sin afectar a sus características, respetando la producción agrícola orgánica y sin producir sustancias residuales contaminantes es un área de continuo desarrollo. Usualmente, estos productos están infestados por insectos que representan un grave problema. La mayoría de los países importadores exigen que el producto entrante esté libre de insectos. Para cumplir estos requisitos, los productores utilizan fumigantes químicos. Varios tipos de plagas están presentando resistencia a estos químicos. Tales preocupaciones sobre resistencia, medidas reglamentarias y las necesidades de la industria orgánica han generado un renovado interés en el desarrollo de tratamientos alternativos no químicos [4].

Respecto a las técnicas para la medición de la permitividad, el método de no resonancia es el más utilizado. En éste, la permitividad de un material es calculada de su impedancia y la velocidad de la señal dentro del mismo. Sin embargo, el método en cuestión sirve sólo para tener una idea de la permitividad de un material en un rango de frecuencias. No brinda exactitud en los resultados obtenidos.

La medición de la permitividad en el rango de microondas, requiere de mediciones del coeficiente de reflexión. Por tal motivo, se emplea el analizador de redes vectoriales. Un analizador de redes vectoriales es un instrumento capaz de analizar las propiedades de las redes eléctricas, especialmente aquellas propiedades asociadas con la reflexión y la

transmisión de señales eléctricas, conocidas como parámetros de dispersión (Parámetros S) [5]. Este equipo es extremadamente caro, comúnmente 100 000 USD, respecto a otros que, en el rango de 100 Hz – 1 MHz, el costo es de 8 000 - 10 000 USD. Por ejemplo, el analizador de redes vectoriales E8361A, Agilent Technologies, EUA tiene un costo de aproximado de 139 000 USD [6]. En este sentido, es necesario el desarrollo de sistemas de capaces de efectuar medición de la permitividad a bajo costo.

1.2 Objetivo de la tesis

Objetivo general

Diseño e implementación de un sensor de bajo costo para la medición de la permitividad de materiales dieléctricos en el rango de microondas.

Objetivos específicos

- Diseño e implementación de una cavidad resonante cilíndrica con una frecuencia de resonancia de 2.45 GHz.
- Diseño y fabricación de un acoplador direccional del tipo microstrip a una frecuencia de 2.45 GHz.
- Caracterización de componentes de microondas.
- Medición de la parte real de la permitividad de madera terciada, madera de pino, papel y acrílico.

1.3 Justificación de la tesis

Debido a que los equipos de medición de permitividad en el rango de microondas son excesivamente caros, se implementará un sensor de medición cuyo costo sea aproximado a 1 000 USD.

Respecto a la aplicación de la medición de la permitividad para el control de plagas presentes en las leguminosas, las propiedades dieléctricas son parámetros esenciales para el desarrollo del tratamiento de desinfestación por medio de microondas (tratamiento no químico). En este tratamiento, por acción de calor, se puede erradicar una plaga sin alterar la calidad de las leguminosas. El dispositivo empleado para calentar a estas últimas es un horno de microondas industrial, el cual, genera ondas a una frecuencia de 2.45 GHz. Por este motivo, el sensor a implementar medirá la permitividad a una frecuencia de 2.45 GHz. Los valores de permitividad se emplean para estimar la uniformidad de calentamiento y la profundidad de penetración [4].

En relación a las técnicas para la medición de la permitividad, se empleará el método de resonancia por ser más preciso que el método de no resonancia.

1.4 Organización de la tesis

En el capítulo 2, se presentan los métodos utilizados para la medición de propiedades dieléctricas de los materiales. Se describe cada técnica que los métodos abarcan.

En el capítulo 3, se muestran los conceptos necesarios para la comprensión de los capítulos posteriores. Se define el término permitividad debido a que es la propiedad que se desea medir, haciendo primordial su explicación. A través del tema modos de propagación en líneas de transmisión, se pretende introducir al funcionamiento de una cavidad resonante. Se hace una breve mención de los parámetros S porque, mediante éstos, se caracteriza una cavidad. Se exhiben los bloques que componen un analizador de redes para tener una idea de cómo se estructura el sensor implementado. Se presentan los componentes de microondas con el objetivo de manifestar su funcionamiento.

El capítulo 4 indica las fórmulas matemáticas relacionadas con el diseño de una cavidad resonante cilíndrica y un acoplador direccional. Además, se exponen las ecuaciones correspondientes al método de perturbación de cavidad. Con éstas, se obtienen los valores de permitividad teniendo, como datos, los resultados de las mediciones obtenidas por medio del sensor desarrollado.

El capítulo 5 muestra los sistemas en los cuales es dividido el sensor de permitividad. Esto se hace con el objetivo de evaluar los dos acopladores direccionales implementados. Se presentan las gráficas de las mediciones que corresponden a cada uno de los elementos que componen el sensor.

Por último en el capítulo 6, son mostradas las gráficas obtenidas del sensor desarrollado y las que provienen del analizador de redes vectoriales. Éstas se exhiben para analizar el desempeño del sensor. Se brindan los valores de permitividad de madera terciada, madera de pino, papel y acrílico. Además, se presentan la conclusión y trabajos futuros.

Capítulo 2

Estado del arte

2.1 Introducción

La medición de propiedades dieléctricas ha ganado gran importancia en los últimos años, debido a que pueden ser utilizados para la supervisión de las características específicas de materiales (porcentaje de humedad, densidad, concentración, existencia de agentes externos al material etc.) en las áreas de industria, agricultura y medicina [7, 8].

Existen dos métodos para medir las propiedades dieléctricas de un material: resonantes y no resonantes. La elección de un método depende de una serie de factores. Los más destacables son presentados a continuación [7, 8]:

- El margen de frecuencias en el que se desea caracterizar el material.
- El valor esperado de la permitividad (es decir, si el material presenta grandes pérdidas de energía o no).
- La precisión de medición.
- Las propiedades del material (es decir, homogéneo, heterogéneo, isotrópico o anisótropo).
- La forma del material (líquido, sólido, granular, en forma de polvo o lámina).
- Restricciones en el tamaño de la muestra.
- Medidas destructivas o no destructivas.

2.2 Métodos no resonantes

En el método no resonante, las propiedades de los materiales son deducidos fundamentalmente de su impedancia y la velocidad de la onda dentro del material [2]. Como es mostrado en la figura 2.1, cuando una onda electromagnética se propaga desde un material a otro (desde el espacio libre hasta la muestra), el cambio de velocidad de la onda da como resultado una reflexión parcial de la onda electromagnética en la interfaz entre los dos materiales.

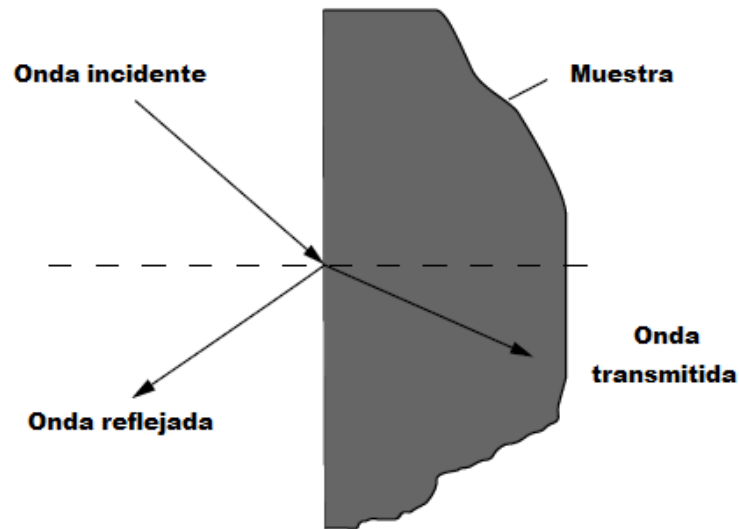


Figura 2.1 Condición de frontera para la caracterización de un material usando el método no resonante.

La medición de la reflexión y transmisión pueden proporcionar información para calcular la permitividad y permeabilidad de la muestra bajo prueba (MBP).

El método no resonante incluye el método de reflexión y el método de transmisión/reflexión. Éstos requieren de un medio para conducir la energía electromagnética hacia el material, colectando la reflexión y transmisión producida. En principio, todas las líneas de transmisión pueden ser utilizadas para transportar ondas. Ejemplos de ellas son la línea coaxial, guía de onda metálica, guía de onda dieléctrica, línea de transmisión planar y el espacio libre [1].

2.2.1 Método de reflexión

En este método, las ondas electromagnéticas son dirigidas hacia una MBP. Sus propiedades son deducidas a partir del coeficiente de reflexión en un plano de referencia definido. Usualmente, el método de reflexión puede medir sólo un parámetro, permitividad o permeabilidad [9].

Dos tipos de reflexiones son, a menudo, utilizados para la caracterización de los materiales: reflexión por circuito abierto y reflexión por circuito cerrado, los métodos correspondientes son llamados método de reflexión abierta y método de reflexión cerrada. Debido a que las líneas coaxiales abarcan amplios rangos de frecuencia, estos son empleados para el desarrollo de las mediciones.

2.2.1.1 Método de reflexión abierta

La figura 2.2 muestra la configuración básica para la medición de las características dieléctricas por el método de reflexión abierta.

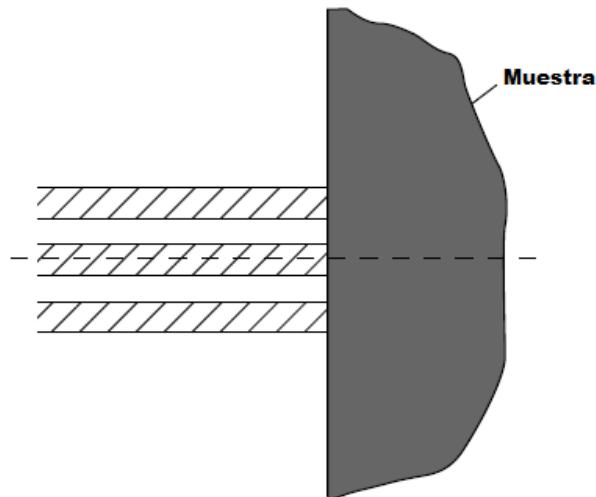


Figura 2.2 Método de reflexión abierta.

En aplicaciones actuales, el extremo abierto de la línea coaxial, que está en contacto con la muestra, suele tener una brida para proporcionar una capacitancia adecuada y asegurar la repetitividad de la medición. El dispositivo de medición es llamado sonda coaxial dieléctrica. Este método supone que el material a medir es no magnético y que las interacciones del campo electromagnético con las partes sin contacto de la MBP no son sensados por la sonda. La segunda suposición indica que el espesor de la muestra debe ser mucho mayor que el diámetro de la apertura de la sonda [10].

2.2.1.2 Método de reflexión cerrada

La figura 2.3 muestra la reflexión cerrada por medio de una sonda. En este método, la MBP es puesta en un medidor cortocircuitado. Comúnmente, se ocupa para medir la permeabilidad. La permitividad de la muestra no es sensible a las mediciones y, para calcular la permeabilidad, se asume que la permitividad es la del vacío [1].

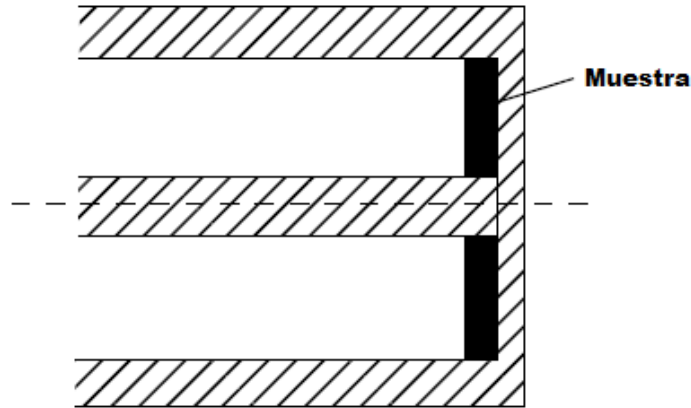


Figura 2.3 Método de reflexión cerrada.

2.2.2 Método de transmisión/reflexión

En este método, la MBP es colocada en una línea de transmisión. Este método es ampliamente usado para la medición de la permitividad y permeabilidad de materiales de baja conductividad. Puede ser usado también para medir la impedancia superficial de materiales de alta conductividad [11].

La figura 2.4 muestra la configuración del método en cuestión. La impedancia característica de la línea de transmisión con MBP y sin MBP son diferentes, tal diferencia da como resultado propiedades de reflexión y transmisión en la interfaz. La permitividad y la permeabilidad son derivadas de los coeficientes de transmisión y reflexión.

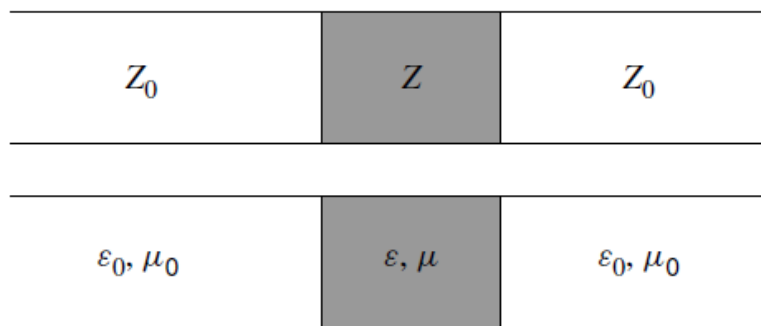


Figura 2.4 Método de transmisión/reflexión.

2.3 Métodos resonantes

Usualmente, tienen mayor exactitud y sensibilidad que los métodos no resonantes. Son ampliamente usados para muestras de bajas pérdidas. Se dividen en dos tipos: método del resonador dieléctrico y el método de perturbación. El del resonador dieléctrico no sólo mide la permitividad de los materiales dieléctricos, también mide la impedancia superficial de materiales conductores [2].

El método de perturbación está basado en la teoría de perturbación-resonancia. El factor de calidad y la frecuencia de resonancia de una cavidad resonante cambian al ser introducida una muestra en la cavidad.

2.3.1 Método del resonador dieléctrico

En este método, la MBP sirve como un resonador. La constante dieléctrica y la tangente de pérdidas de la muestra son determinadas a partir de la frecuencia de resonancia y el factor de calidad. La figura 2.5 muestra la configuración usada. En ésta, la muestra se encuentra entre dos platos conductivos. Las propiedades resonantes son determinadas por las propiedades del cilindro dieléctrico y los dos platos. En la medición de las propiedades dieléctricas de la muestra, se asume que las propiedades conductivas de los platos son conocidas. El modo TE_{011} es a menudo seleccionado para ser el implementado. Esto se debe a que dicho modo no presenta algún campo eléctrico transversal entre la muestra y los platos. Por tal razón, un pequeño espacio entre la muestra y los platos no afecta los resultados de las mediciones. Este método puede ser usado para medir grandes constantes dieléctricas, bajas pérdidas y materiales anisotrópicos [12].

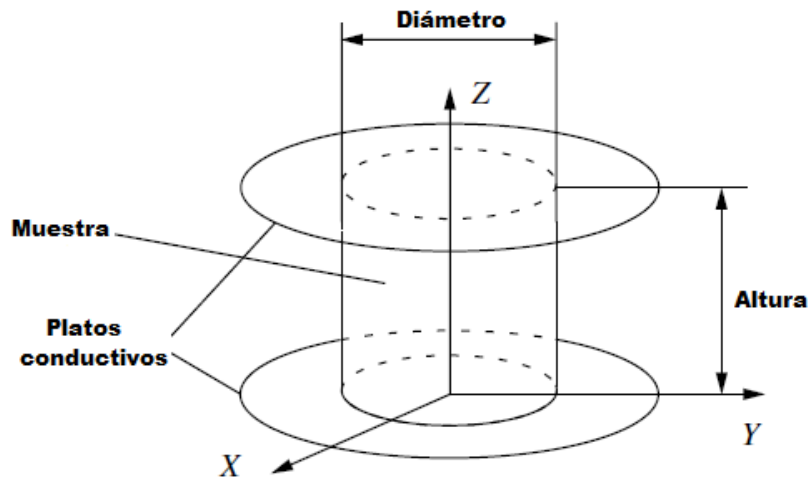


Figura 2.5 Muestra cilíndrica entre dos platos conductivos.

2.3.2 Método de perturbación

Cuando una muestra es insertada en un resonador, la frecuencia de resonancia y el factor de calidad del resonador cambian. Las propiedades electromagnéticas de la muestra pueden ser derivadas de estas últimas. Existen tres tipos de perturbaciones resonantes: perturbación por forma de cavidad, perturbación por pérdidas en pared, perturbación por material. La perturbación por forma de cavidad es a menudo usada para ajustar la frecuencia de resonancia de la cavidad. En el método de perturbación por pérdidas en pared, parte de la pared de la cavidad es reemplazada por la MBP. El método es usado para medir comúnmente la impedancia superficial de conductores. En el método de perturbación por material, la introducción del material en la cavidad causa cambios en la frecuencia de resonancia y el factor de calidad de la cavidad. El método de perturbación por material es llamado también método de perturbación de cavidad [2].

En el método de perturbación de cavidad, la MBP es insertada en el lugar donde el campo eléctrico o magnético es más intenso, dependiendo si se quiere medir permitividad o permeabilidad. Como se muestra en la figura 2.6, si la MBP es introducida en el lugar A, donde hay máximo campo eléctrico y mínimo campo magnético, las propiedades dieléctricas de la muestra pueden ser caracterizadas; si la muestra es insertada en el lugar B, con máximo campo magnético y mínimo campo eléctrico, las propiedades magnéticas pueden ser obtenidas [1].

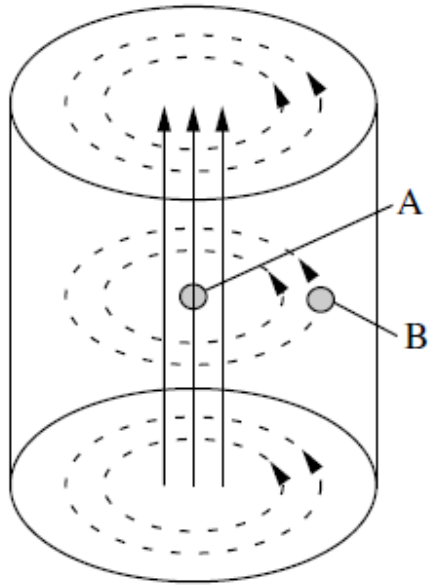


Figura 2.6 Cavity cilíndrica (modo TM_{010}) para la medición de las propiedades eléctricas. La posición A es usada para la medición de permitividad. La posición B es empleada para la medición de la permeabilidad.

Capítulo 3

Marco teórico

3.1 Permitividad

Los materiales se componen normalmente de partículas con carga eléctrica dispuestas de tal modo que cualquier región macroscópica del material es eléctricamente neutra. Cuando se aplica un campo eléctrico externo sobre el material, dicho campo actúa ejerciendo una fuerza sobre cada carga individual, y la desplaza ligeramente de su posición de equilibrio anterior, haciendo que el material adquiera una determinada polarización (Figura 3.1). La polarización adquirida compensa en parte el campo eléctrico del exterior, haciendo que aparezca un campo eléctrico en el interior del material [13].

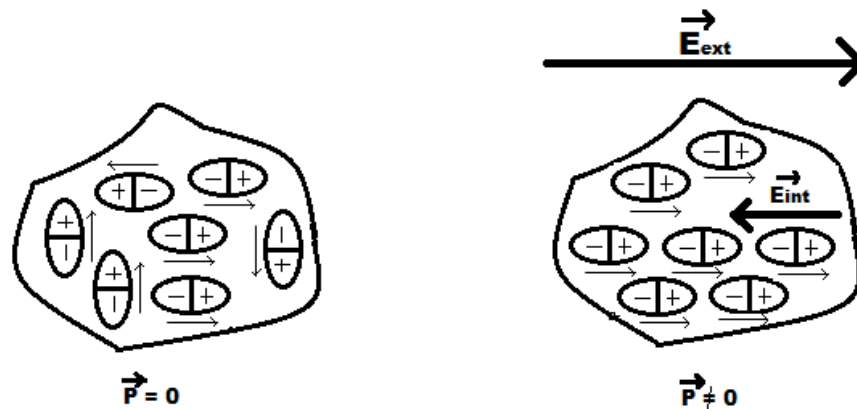


Figura 3.1 Momento dipolar (P) adquirido por el alineamiento de los dipolos en un material ante la presencia de un campo eléctrico externo.

Las propiedades dieléctricas determinan, de forma macroscópica, la interacción de la energía electromagnética con los materiales [14]. La propiedad dieléctrica más utilizada es la permitividad del material. Ésta describe como se propagan las ondas electromagnéticas a través de él, la reflexión de las ondas desde la superficie del material y la atenuación de la energía al atravesarlo [15].

El símbolo de la permitividad es ϵ y tiene unidades de F/m. Generalmente, se utiliza su valor absoluto dividido por el de la permitividad del vacío, que es $\epsilon_0 = 8.8542 \times 10^{-12}$

F/m, convirtiéndose en una cantidad adimensional, que se denomina permitividad compleja (ó relativa) y se expresa como ϵ_r . La permitividad compleja ϵ_r es una medida de la capacidad de polarización del material bajo la acción de un campo externo, es decir, si el material es fácilmente polarizado o no. La polarización que se acaba de describir, es la provocada por el alineamiento de los dipolos del material, que es el fenómeno que predomina en la banda de microondas.

La permitividad relativa es una variable compleja, que se puede escribir como:

$$\epsilon_r = \epsilon' - j\epsilon'' = \epsilon'(1 - j \tan \delta) \quad (3.1)$$

Donde $\tan \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'}$ se denomina tangente de pérdidas, y representa la relación entre la parte imaginaria y la real de la permitividad relativa.

La parte imaginaria de la permitividad ϵ'' , es una medida del grado de disipación por parte del medio, es decir, da una idea de la atenuación que sufrirá la onda que se propague por él. Representa, por lo tanto, las pérdidas o la absorción de la potencia que tiene el material. La pérdida de potencia de la señal se produce porque, a medida que el campo se va propagando por el material, la fricción producida por las cargas internas que se desplazan al ser polarizadas hace que la energía electromagnética se vaya convirtiendo gradualmente en calor.

El mínimo valor de ϵ'' es 0, que corresponde a un medio sin pérdidas. Las pérdidas del material incluyen dos efectos: el efecto de pérdidas debidas a la rotación dipolar y el efecto de pérdidas provocado por el movimiento de los iones libres (conductividad iónica). Ambos términos se agrupan, en ϵ'' , de la siguiente manera:

$$\epsilon'' = \epsilon_d'' + \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0} \quad (3.2)$$

ϵ_d'' representa las pérdidas dipolares; y $\sigma/\omega\epsilon_0$, las pérdidas por conductividad iónica del material. σ es la conductividad del material, ω es la frecuencia angular en rad/s, y ϵ_0 la permitividad del vacío. Generalmente a frecuencias de calentamiento alrededor de 2.45 GHz, la proporción de energía transformada en calor, debido al movimiento de los iones libres, es muy pequeña comparada con la contribución de las pérdidas dipolares, sin embargo, las pérdidas iónicas pueden ser mayores en electrolitos, soluciones salinas, cristales y cerámicas a altas temperaturas.

La parte real de la permitividad o constante dieléctrica ϵ' , es la parte reactiva de la permitividad, es decir, representa una medida relativa de la densidad de energía de microondas en el interior del material. El mínimo valor de ϵ' es 1, que corresponde al vacío, el aire posee una permitividad de 1.0006 aproximadamente, y el resto de sólidos y líquidos posee una permitividad mayor que 1. Su valor depende de muchos factores

diferentes: la densidad, la humedad, la temperatura, composición, microestructura, etc. Además, también es fuertemente dependiente de la frecuencia a la que se producen las variaciones del campo eléctrico al que se esté sometido el material.

Cuando una onda electromagnética pasa de un material a otro, el cambio de permitividad provoca que una parte de la onda se refleje en la interfaz de los materiales y que la otra atraviese dicha superficie de separación, propagándose a través del nuevo material. Sin embargo, la permitividad no sólo causa este efecto, también provoca otros fenómenos. En primer lugar, una mayor ϵ' provoca que la velocidad de la onda disminuya, como se puede comprobar en la expresión de la velocidad de propagación (suponiendo que los medios o materiales son no magnéticos):

$$C = \frac{C_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.3)$$

C_0 es la velocidad de la onda electromagnética en el vacío.

En segundo lugar, la longitud de onda en el material es menor cuanto mayor sea su permitividad (suponiendo que los medios o materiales son no magnéticos):

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.4)$$

λ_0 es la longitud la onda electromagnética en el vacío.

3.2 Modos de propagación en líneas de transmisión

Las líneas que consisten de dos conductores (bifilar, coaxial, microcinta, placas paralelas), y varias estructuras como la triplaca, transmiten la información electromagnética fundamentalmente de una manera tal en que tanto el campo eléctrico como el campo magnético de la señal son transversales o perpendiculares a la dirección de propagación (figura 3.2). A esta forma en que la señal es transmitida se le llama modo de propagación transversal electromagnético o, abreviadamente, TEM [16].

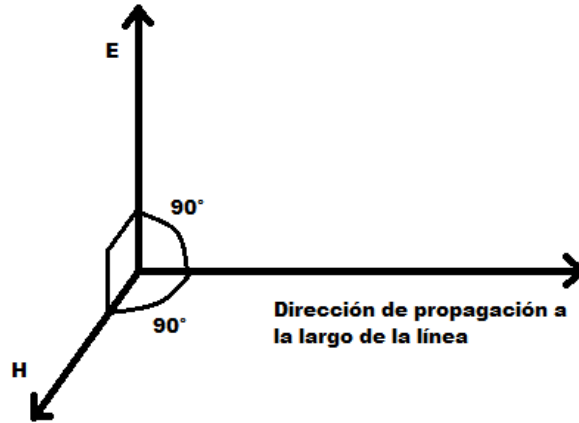


Figura 3.2 El modo de propagación transversal electromagnético o TEM.

La Fig. 3.3 muestra la distribución de las líneas de campo en el corte transversal de una línea bifilar, un coaxial y una microcinta. En los dos primeros casos, los campos **E** y **H** siempre forman 90° entre sí y también son perpendiculares a la dirección de propagación que, de acuerdo con las figuras, sería hacia el interior del papel o hacia afuera, según la resultante del producto cruz de **E** con **H** (vector de Poynting). En relación a la microcinta, el modo de propagación es cuasi-TEM, es decir, casi igual al TEM, pero este último modo no se logra por completo ya que no es posible satisfacer las condiciones de frontera en la interfaz entre la superficie superior del sustrato dieléctrico y el medio que lo rodea (aire), a menos que las dos permitividades fueran iguales. De cualquier forma, es posible obtener los parámetros de operación de la línea con bastante aproximación suponiendo que la distribución de los campos es TEM. Al tener una distribución transversal de los campos eléctrico y magnético, resulta fácil calcular los parámetros circuitales de la línea o cable por unidad de longitud (inductancia *L*, capacitancia *C*, resistencia *R* y conductancia *G*) y entonces es posible evadir las ecuaciones de Maxwell y obtener soluciones para la operación completa de la línea aplicando la teoría general de circuitos. Este tipo de líneas debe satisfacer ecuaciones diferenciales sencillas de la forma siguiente:

$$\frac{dV}{dz} = -(R + j\omega L)I \quad (3.5)$$

$$\frac{dI}{dz} = -(G + j\omega C)V \quad (3.6)$$

V es el fasor de la diferencia de voltaje entre los conductores e I es el fasor de la corriente en uno de ellos. Los términos voltaje y corriente son conceptos mucho más familiares y de más fácil comprensión que los de campos electromagnéticos, pero sí deben emplearse para analizar otros tipos de líneas.

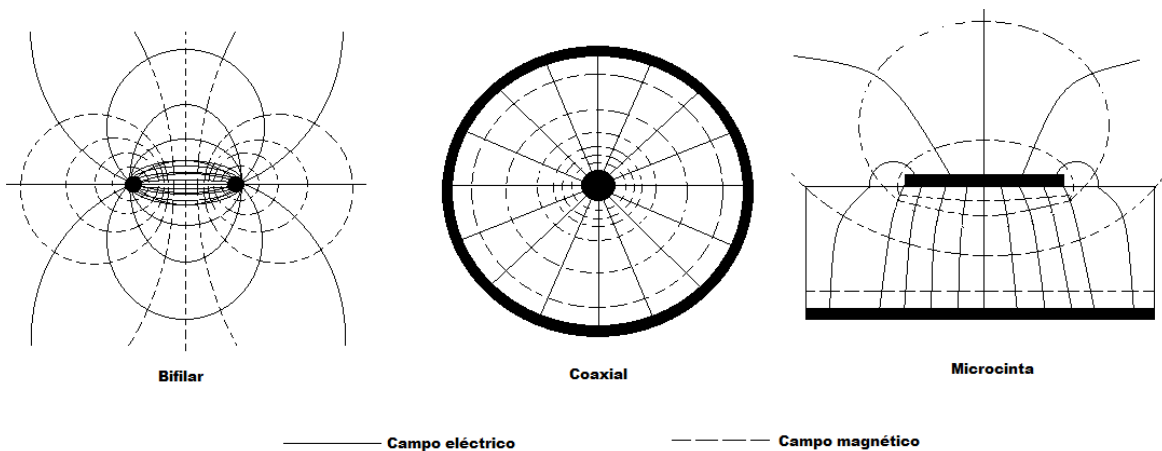


Figura 3.3 Campos eléctricos y magnéticos del modo de propagación TEM. El campo es más intenso en las regiones donde las líneas de flujo se representan con menos separación entre sí.

Las guías de ondas o conductores huecos (figuras 3.4) no pueden transmitir energía electromagnética a frecuencias muy bajas (para estas frecuencias, serían estructuras extremadamente grandes) y tampoco pueden guiarla con una forma o modo de propagación TEM. La transmisión se inicia a partir de cierta frecuencia, cuyo valor depende de la geometría y las dimensiones de la guía. A esta frecuencia mínima a partir de la cual es posible que la información viaje o se propague se le denomina frecuencia de corte.



Figura 3.4 Corte transversal de diferentes tipos de guía de onda.

La distribución transversal de las líneas de campo eléctrico y magnético debe satisfacer las condiciones de frontera en todas las paredes metálicas internas de la guía. En teoría, hay un número infinito de posibles distribuciones de líneas de campo o modos de propagación y cada modo tiene su propia frecuencia de corte a partir de la cual existe. Es decir, conforme la frecuencia va aumentando, primero aparece el primer modo, llamado modo dominante; después aparece el segundo modo a partir de su propia frecuencia de corte y se propaga junto con el primero, que nunca desaparece; después aparece el tercer modo, que se propaga junto con el primero y el segundo; y así sucesivamente (figura 3.5).

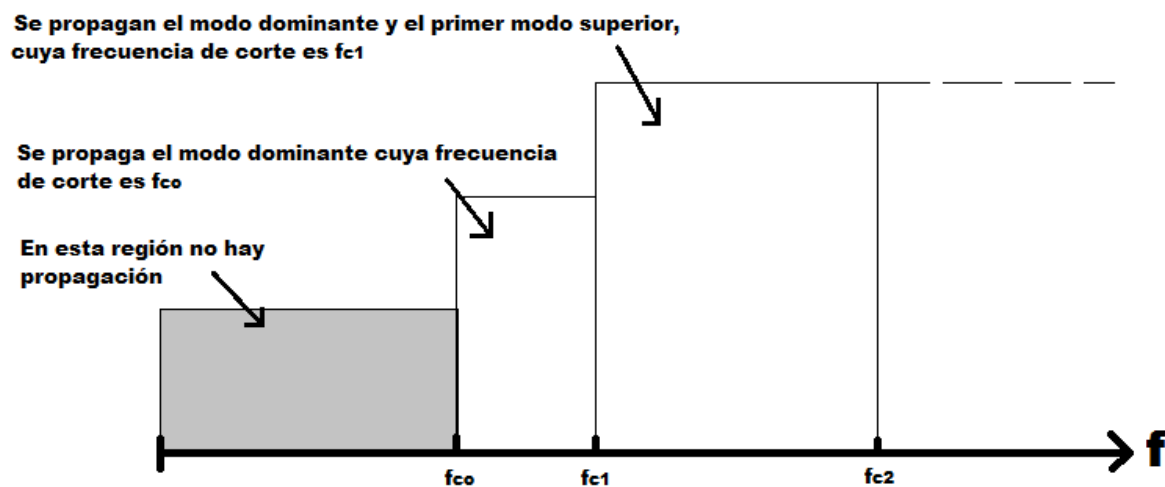


Figura 3.5 Frecuencias de corte y regiones teóricas de propagación del modo dominante y de los modos superiores en una guía de ondas.

Los demás tipos de líneas, como la bifilar y el coaxial, también pueden tener modos superiores de propagación, pero como se utilizan a frecuencias más bajas que la guías de onda y pueden transmitir, en teoría, desde frecuencia cero en el modo TEM (que en este caso viene siendo el modo dominante), los modos de orden superior no tienen la oportunidad de aparecer, pues se trabaja por debajo de sus frecuencias de corte correspondientes.

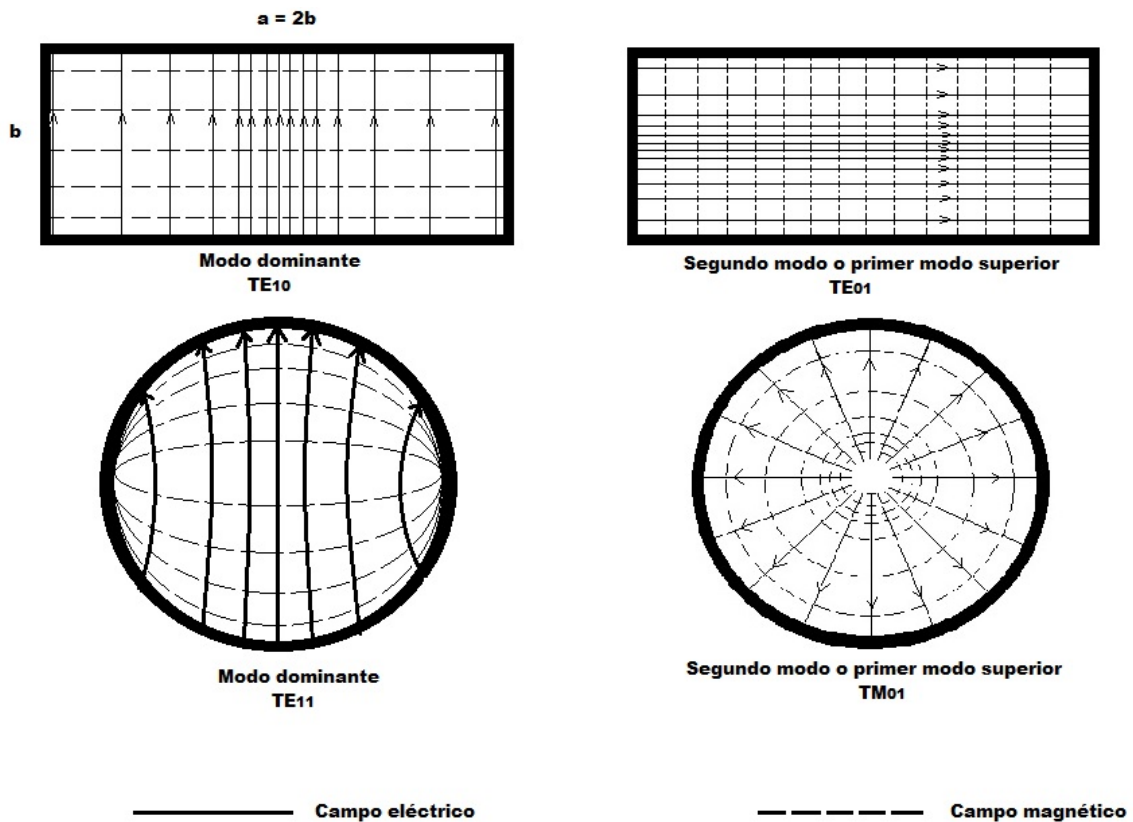


Figura 3.6 Vista transversal de las líneas de campo o flujo eléctrico y magnético del modo dominante (o primer modo) y del segundo modo de propagación (o primer modo superior) en guías rectangulares y circulares.

Los modos de propagación en las guías de onda son de dos tipos: TE o transversal eléctrico y TM o transversal magnético. "Transversal eléctrico" significa que sólo el campo eléctrico es perpendicular a la dirección axial a lo largo de la guía, mientras que el campo magnético no lo es; es decir, hay una componente del campo magnético en la dirección axial a lo largo de la guía. Un razonamiento similar indica que un modo TM tiene una parte de su campo eléctrico en la dirección axial y todo su campo magnético es transversal. En la figura 3.6, se ilustran cuatro casos dentro del número infinito de posibles modos de propagación en guías rectangulares y circulares. Por ejemplo, para el modo dominante en la guía rectangular, el campo eléctrico es más intenso en el centro y su magnitud va disminuyendo hacia la derecha y la izquierda (indicado por la mayor separación entre las líneas de flujo). Para la misma guía, en el primer modo superior, las líneas de campo eléctrico son horizontales y la intensidad disminuye hacia arriba y hacia abajo. Por lo que se refiere a la guía circular de la misma figura, es evidente que la distribución de las líneas del campo eléctrico es de polarización cuasi-vertical en el centro y que su curvatura se incrementa en los extremos para poder cumplir con la condición de frontera de que no hay componente tangencial de \mathbf{E} en la pared conductora, sino solamente componente normal. El primer modo superior de la guía circular tiene una distribución radial de campo

eléctrico y contornos circulares concéntricos de líneas de campo magnético, muy parecida a la distribución correspondiente al cable coaxial en su modo dominante TEM (figura 3.3). En el caso de las fibras ópticas, ocurre algo similar, pero las condiciones de frontera que deben ser satisfechas son diferentes a las de las guías metálicas. La nomenclatura que se emplea para designar a los modos de la propagación es un poco más compleja, pues se tienen los modos TE, TM, HE, EH y LP. Los últimos, denominados modos linealmente polarizados, en realidad, son combinaciones de los otros tipos de modos.

A manera de ejemplo, en la figura 3.7, se muestran las distribuciones de campo eléctrico del modo dominante (híbrido HE₁₁) y de los tres modos superiores siguientes (TE₁₁, TM₀₁ y HE₂₁) en una fibra óptica de salto de índice o índice escalonado.

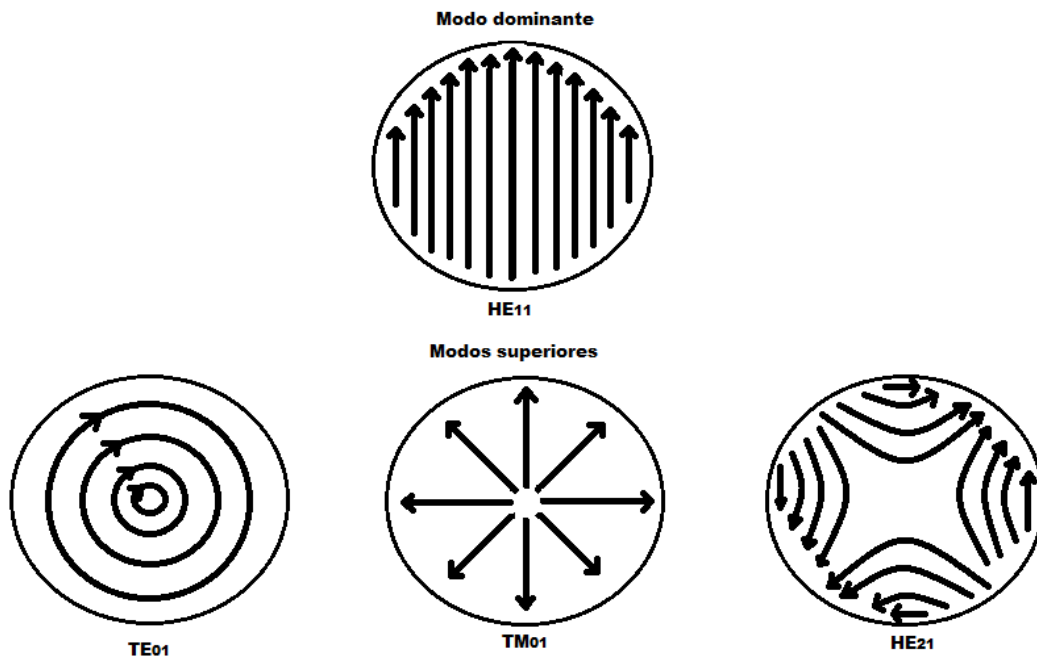


Figura 3.7 Vista transversal de las líneas de campo eléctrico del modo dominante y de los tres modos superiores siguientes en una fibra óptica de salto de índice.

Las soluciones existentes para cualquier línea de transmisión se pueden obtener resolviendo las ecuaciones de Maxwell y satisfaciendo las condiciones de frontera, en relación al tipo de material y su geometría.

Las ecuaciones de Maxwell son las siguientes:

$$\nabla \times \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = -\frac{\partial}{\partial t} \mathbf{B}(\mathbf{r}, t) \quad (3.7)$$

$$\nabla \times \mathbf{H}(\mathbf{r}, t) = \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{D}(\mathbf{r}, t) + \mathbf{J}(\mathbf{r}, t) \quad (3.8)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B}(\mathbf{r}, t) = 0 \quad (3.9)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D}(\mathbf{r}, t) = \rho(\mathbf{r}, t) \quad (3.10)$$

Donde:

$\mathbf{E}(\mathbf{r}, t)$ = vector de intensidad de campo eléctrico (V/m)

$\mathbf{H}(\mathbf{r}, t)$ = vector de intensidad de campo magnético (A/m)

$\mathbf{D}(\mathbf{r}, t)$ = vector de desplazamiento eléctrico (C/m²)

$\mathbf{B}(\mathbf{r}, t)$ = vector de densidad de flujo magnético (W/m² o T)

$\mathbf{J}(\mathbf{r}, t)$ = vector de densidad de corriente (A/m²)

$\rho(\mathbf{r}, t)$ = densidad volumétrica de carga (C/m³)

\mathbf{r} = vector de posición (m)

t = tiempo (seg)

La ecuación (3.11) es obtenida de las ecuaciones (3.8) y (3.10). Es llamada ecuación de continuidad o de conservación de la carga:

$$\nabla \cdot \mathbf{J}(\mathbf{r}, t) = -\frac{\partial}{\partial t} \rho(\mathbf{r}, t) \quad (3.11)$$

El medio, por el cual viaja una onda electromagnética, estable las relaciones entre $\mathbf{E}(\mathbf{r}, t)$ y $\mathbf{D}(\mathbf{r}, t)$, así como también de $\mathbf{H}(\mathbf{r}, t)$ y $\mathbf{B}(\mathbf{r}, t)$. Estas relaciones son válidas para medios que son lineales, isotrópicos y homogéneos, medios como el aire y otros dieléctricos comunes.

$$\mathbf{D}(\mathbf{r}, t) = \varepsilon \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) \quad (3.12)$$

$$\mathbf{B}(\mathbf{r}, t) = \mu \mathbf{H}(\mathbf{r}, t) \quad (3.13)$$

ε es la permitividad del medio, en faradios por metro (F/m) y μ es la permeabilidad dada en henrios por metro (H/m). Si el medio es conductor, también se debe cumplir la siguiente relación:

$$\mathbf{J}_c(\mathbf{r}, t) = \sigma \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) \quad (3.14)$$

Donde:

$\mathbf{J}_c(\mathbf{r}, t)$ = vector de densidad de corriente de conducción (A/m²)

σ = conductividad del medio en siemens por metro (S/m).

3.3 Parámetros S

Los parámetros S son los coeficientes de reflexión y transmisión que se producen en el medio en el cual viaja una onda electromagnética. Los coeficientes de transmisión están relacionados con la atenuación y la ganancia; y los de reflexión, con el VSWR y la impedancia.

Los parámetros Z, Y, H, T y ABCD, que caracterizan a una red de “n” puertos, son definidos cuando uno de los puertos está en corto circuito ($v=0$) o en circuito abierto ($i=0$) [17].

Con un aumento de frecuencia, es más difícil establecer un circuito abierto. Las terminales separadas por un dieléctrico cualquiera forman un capacitor (figura 3.8a). El voltaje, en el capacitor, tiende a cero conforme aumenta la frecuencia. Esto provoca un comportamiento más de corto circuito que de un circuito abierto.

Para establecer un circuito cerrado, las terminales del puerto son conectadas mediante un conductor. En la realidad, un conductor se comporta como un arreglo serie de un resistor y un inductor (figura 3.8b). Al aumentar la frecuencia, la impedancia del conductor aumenta. Esto provoca más un circuito abierto que un corto circuito.

Como se puede notar para altas frecuencias, no es posible caracterizar una red de “n” puertos con los parámetros Z, Y, H, T y ABCD. Para estos casos, se emplean los parámetros S. Mediante un analizador de redes vectorial, se obtienen las mediciones de reflexión y transmisión. Los parámetros S o de dispersión pueden ser convertidos a parámetros Z, Y, H, T y ABCD [17].

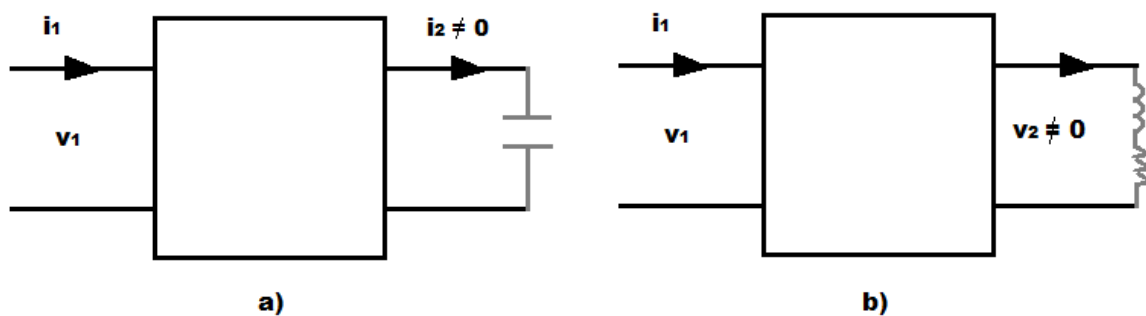


Figura 3.8 Efecto de la alta frecuencia en red de dos puertos.

Definiendo a “b” como la señal de salida en un puerto y “a” como señal de entrada, la figura 3.9 explica la definición de parámetros de dispersión.

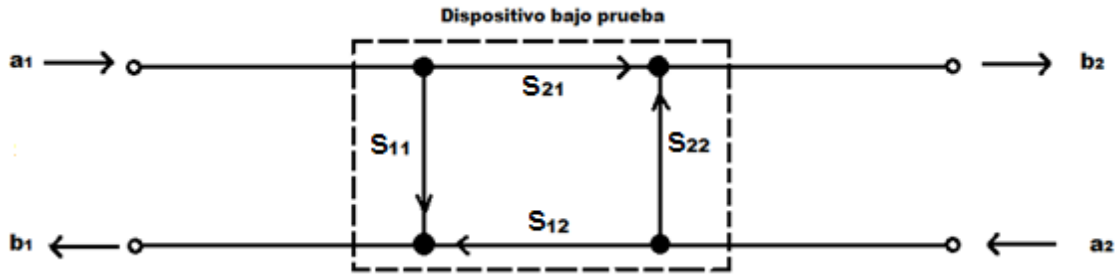


Figura 3.9 Red de dos puertos caracterizado por parámetros de dispersión.

En esta figura, “a” y “b” son las raíces cuadradas de la potencia; $(a_1)^2$ es la potencia incidente en el puerto uno y $(b_2)^2$ es la potencia de salida en el puerto dos. La figura 3.9 muestra la relación entre los parámetros S y las “a’s” y “b’s”. Por ejemplo, una señal a_1 es parcialmente reflejada en el puerto 1, el resto de la señal es transmitida a través del dispositivo y sale por el puerto dos. La fracción de a_1 , que es reflejada en el puerto uno, es obtenida de S_{11} . La fracción de a_1 , que es transmitida, es obtenida de S_{21} . De igual manera, la fracción de a_2 , que es reflejada en el puerto dos, es obtenida de S_{22} ; y la fracción de a_2 , que es transmitida, es obtenida de S_{12} .

La señal b_1 , que sale del puerto uno, es la suma de la fracción de a_1 , que es reflejada en el puerto 1, y la fracción de a_2 , que es transmitida desde el puerto dos. Entonces, las señales de salida pueden ser relacionadas con las de entrada por las siguientes ecuaciones:

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \quad (3.15)$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \quad (3.16)$$

Cuando $a_2 = 0$

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad (3.17)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad (3.18)$$

Cuando $a_1 = 0$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \quad (3.19)$$

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \quad (3.20)$$

La figura 3.10 muestra cómo S_{11} y S_{21} son medidos.

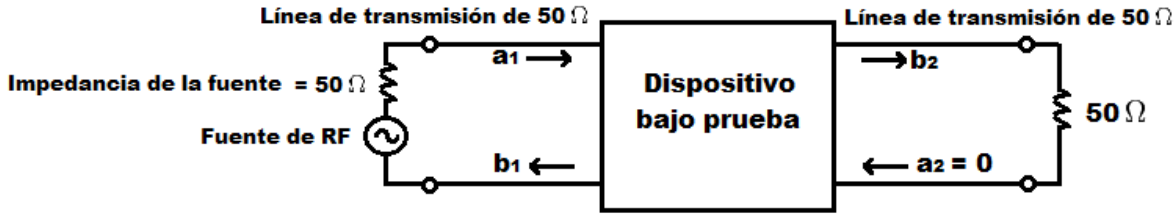


Figura 3.10 Configuración para medición de S_{11} y S_{21} .

La fuente de RF es colocada en el puerto uno. El valor de a_2 es cero cuando se conecta una carga de 50Ω a la línea de transmisión del puerto dos, cuya impedancia es también de 50Ω . La carga asegura que la señal transmitida b_2 no se refleje y esta reflexión no vaya al dispositivo bajo prueba.

Similarmente, la figura 3.11 muestra cómo se mide S_{12} y S_{22} .

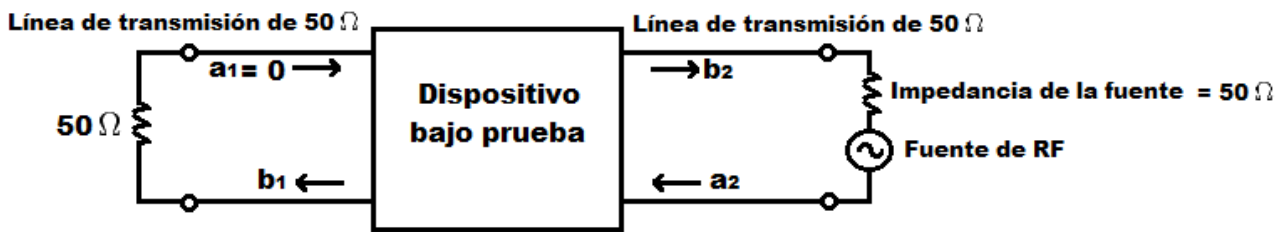


Figura 3.11 Configuración para medición de S_{22} y S_{12} .

3.4 Analizador de redes

Un analizador de redes combina distintos componentes de microondas para realizar una gran variedad de mediciones. Por ejemplo, el generador de señales (sintetizador) es un componente de microondas. Éste es un dispositivo de vital importancia para el correcto funcionamiento del analizador. Los analizadores, en general, necesitan de un procedimiento de calibración para la eliminación de errores. Actualmente, la velocidad y exactitud de las lecturas o mediciones han mejorado de una forma considerable [18].

Hay dos tipos de analizadores: escalares y vectoriales. Un analizador de redes escalar mide y muestra sólo la amplitud de la señal que está siendo estudiada. Ésta es mostrada en función de la frecuencia. El analizador de redes vectorial mide y muestra la amplitud y la fase. Éstas son también mostradas en función de la frecuencia y en escala lineal. Las mediciones pueden ser desplegadas en la carta de Smith. Todos los parámetros S pueden ser obtenidos con un analizador de redes vectorial.

La figura 3.12 muestra el diagrama a bloques generalizado de un analizador de redes. Los cuatro bloques son:

- Generador de señal
- Dispositivos para separación de señal
- Detectores de señal
- Procesador de datos

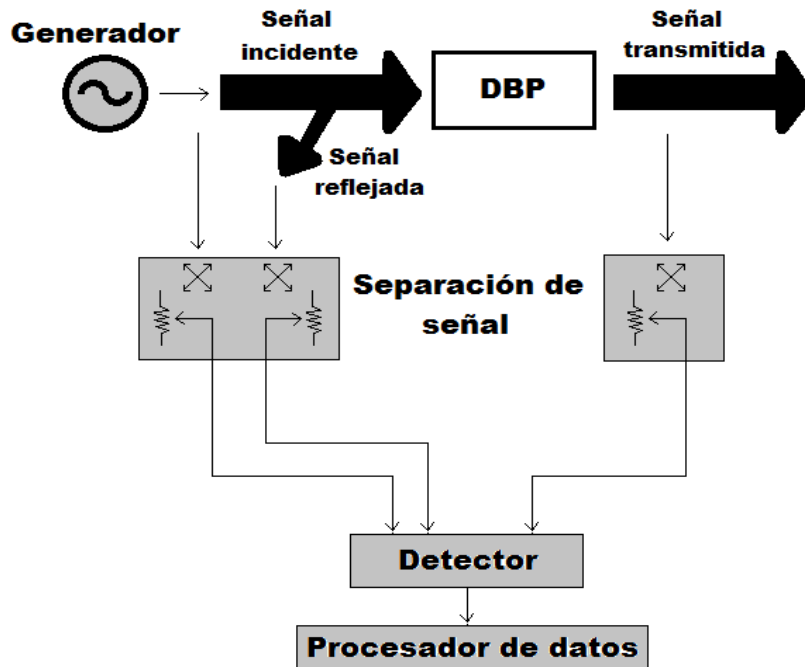
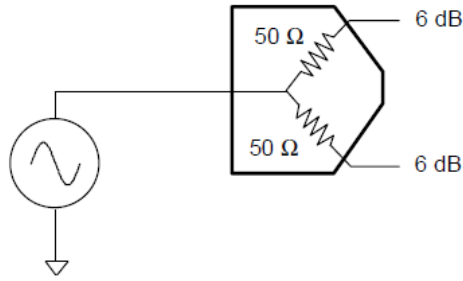


Figura 3.12 Diagrama a bloques de un analizador de redes.

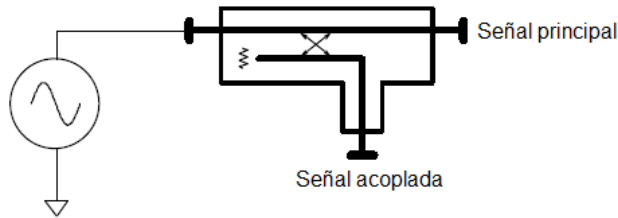
Los generadores de señal proporcionan el estímulo para que el analizador realice las mediciones. Pueden brindar un barrido en frecuencia o en potencia. Anteriormente, los generadores eran externos a los analizadores. Estaban basados en osciladores controlados por voltaje, los cuales eran más baratos. Otros generadores estaban basados en sintetizadores. El ruido de fase de los osciladores controlados por voltaje degradaba la exactitud de las mediciones de una forma considerable. Actualmente, cada analizador contiene un generador basado en un sintetizador.

El bloque de separación de señal debe cumplir dos funciones. La primera es brindar una muestra de la señal incidente para proporcionar una referencia. Esto puede ser hecho por divisores de potencia o acopladores direccionales. Los divisores de potencia usualmente son resistivos, no direccionales y tienen un gran ancho de banda. Los acopladores direccionales son de bajas pérdidas y tienen buen aislamiento y directividad. Sin embargo, para emplearlos en alta frecuencia, son difíciles de fabricar.



Divisor de potencia

- Resistivo
- No direccional
- Gran ancho de banda

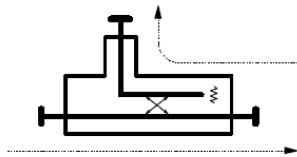


Acoplador

- Direccional
- Bajas pérdidas
- Buen aislamiento y directividad
- Difícil de construir para altas frecuencias

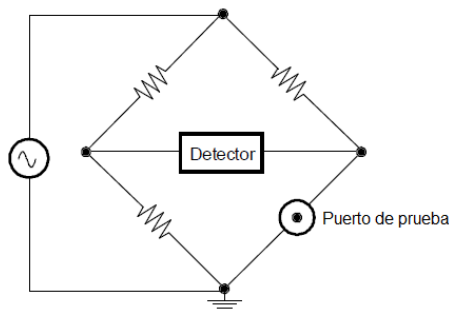
Figura 3.13 Divisor de potencia y acoplador.

La segunda función es separar la señal incidente y la reflejada proveniente del dispositivo bajo prueba (DBP). Para esta función, los acopladores son ideales debido a que son direccionales, tiene bajas pérdidas por inserción y alto aislamiento en inversa. La desventaja de estos es que son difíciles de fabricar para un gran ancho de banda. Los puentes son útiles para la medición de reflexión debido a que pueden trabajar en un gran ancho de banda. El inconveniente que presentan es que poseen más pérdidas.



Acoplador

- Direccional
- Bajas pérdidas
- Buen aislamiento y directividad
- Difícil de construir a altas frecuencias



Puente

- Usado para medir sólo señales reflejadas
- Gran ancho de banda
- Altas pérdidas

Figura 3.14 Acoplador y puente.

En relación al bloque de detección de señales, existen dos maneras de sensarlas en un analizador de redes. El detector por diodo convierte el nivel de señal de RF en un nivel proporcional de cd. Las ventajas de un detector por diodo son el gran ancho de banda que

pueden cubrir (desde menos de 10 MHz hasta más de 26.5 GHz) y su bajo costo en relación a la segunda forma de detección de señales, receptor sintonizado. El diodo proporciona un grado medio de sensibilidad y rango dinámico. Pueden medir señales de hasta -50 dBm. El receptor sintonizado proporciona la mejor sensibilidad y rango dinámico. Brinda gran rechazo a armónicos y señales espurias.

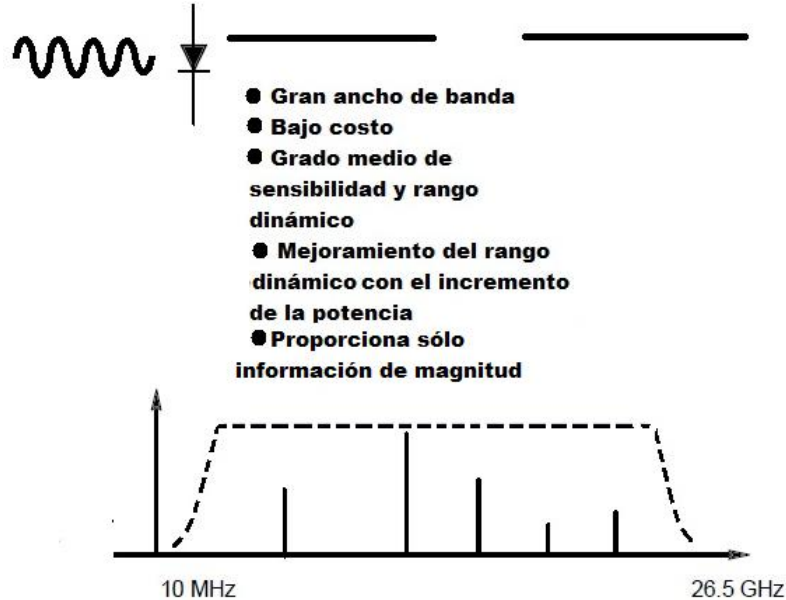


Figura 3.15 Detector de señal por diodo.

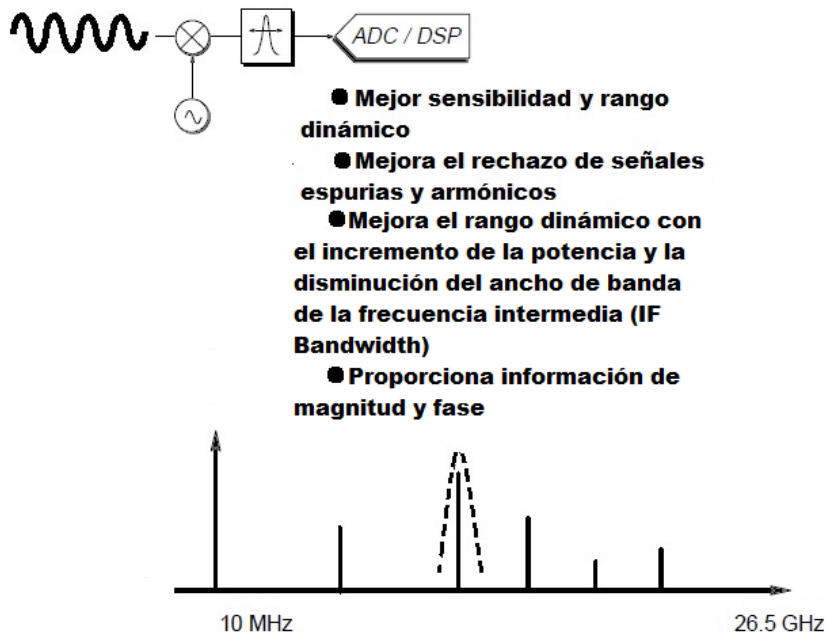


Figura 3.16 Receptor sintonizado.

Un analizador de redes moderno tiene todos los componentes necesarios para la medición de la reflexión y transmisión, tales como sintetizador, acopladores direccionales

y una gran pantalla. Estos instrumentos poseen un rango dinámico alto y brindan mediciones con mucha exactitud.

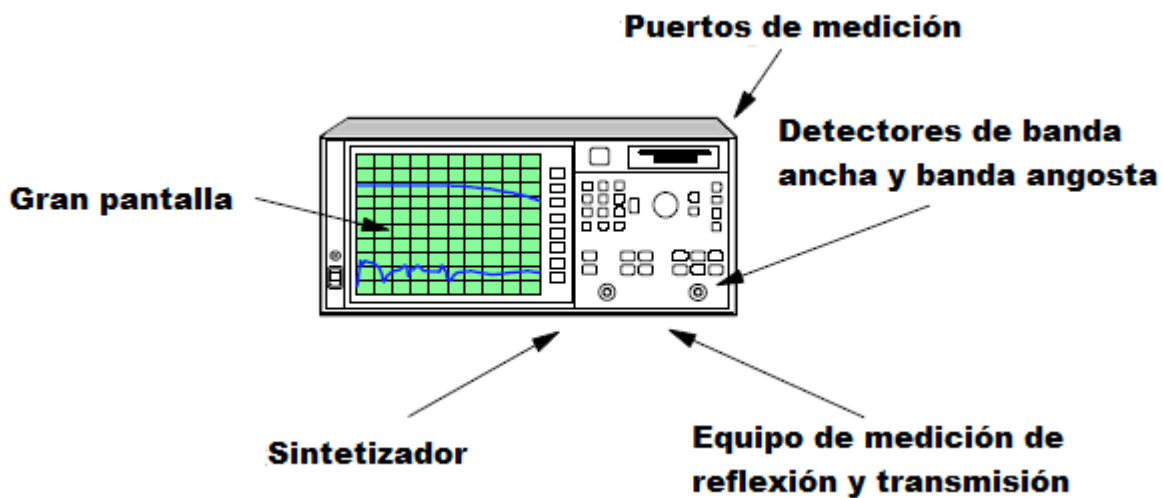


Figura 3.17 Analizador de redes moderno.

3.5 Componentes de microondas

Existe una gran variedad de dispositivos usados para aplicaciones en el rango de microondas. El éxito, que se consiga en el campo de las microondas, depende de la información que se tenga a cerca de los dispositivos o componentes. Estos conocimientos pueden ser sus funcionamientos y especificaciones [4].

Cada componente tiene un propósito específico. Su función puede ser acoplar, mezclar, filtrar, aislar, dividir, proporcionar información de fase, convertir RF a cd, atenuar o combinación de los anteriores. El conocimiento, de cuándo y dónde es importante el uso de estos componentes, es una parte esencial para implementar un sistema de microondas.

3.5.1 Acoplador direccional

Puede ser empleado para monitorear, muestrear o atenuar; incluso puede formar parte de otro componente como un mezclador [4].

La definición básica de acoplamiento es colocar dos circuitos eléctricos lo más cerca posible para permitir un influencia mutua. El efecto que tiene uno sobre otro depende de qué tan cerca se encuentren. Los circuitos podrían ser dos guías de onda, dos líneas coaxiales o dos líneas de cobre en una stripline. Uno de los circuitos es la línea principal de energía y el otro es la línea acoplada.

La figura 3.18 muestra que el acoplamiento o transferencia de energía es realizado entre los dos circuitos paralelos dentro del acoplador. En un acoplador coaxial o stripline, la transmisión está en función del espacio entre circuitos.

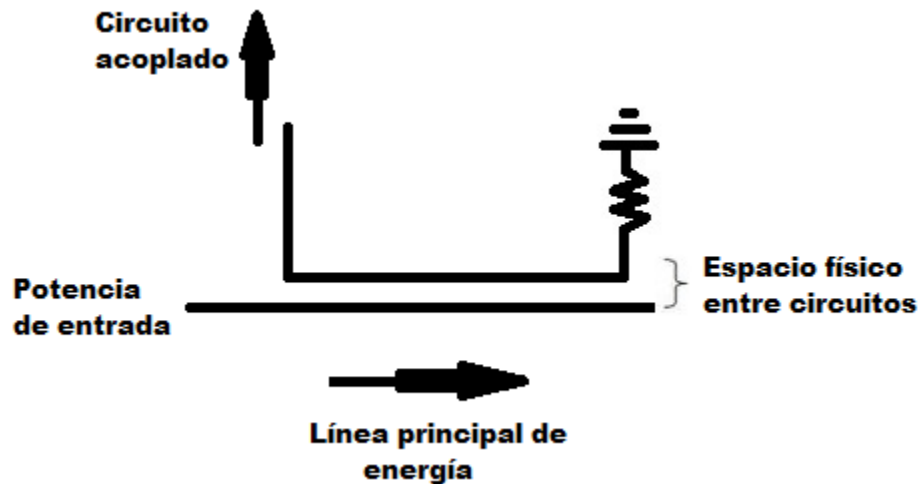


Figura 3.18 Acoplador direccional básico.

Un acoplador es un dispositivo que transfiere energía desde un circuito a otro sin utilizar alguna conexión directa. La importancia del componente en cuestión es la direccionalidad.

Para la explicación del término direccionalidad, se hace uso de la figura 3.19. Si la energía es aplicada al puerto 1 en a), la mayoría de la energía aparece en el puerto 2. En el puerto 3, aparece sólo una fracción de la energía. La cantidad presente en el puerto 3 (puerto acoplado) depende del valor del acoplamiento. Los acopladores estándares son de 6, 10, 20 y 30 dB. Si la potencia fuera aplicada en el puerto 2, habría muy poca energía en el puerto 3 porque este último no sería el puerto acoplado. Realmente, se trataría del puerto aislado. Lo mismo sucede en la figura 3.19 b). Si la potencia es aplicada en el puerto 1, el puerto acoplado es el 4. El puerto directo sería el 2 (pequeñas pérdidas) y el aislado sería el 3. La diferencia entre la potencia disponible en puerto 3 y la que se encuentra en 4 se llama directividad del acoplador.

El punto es que un acoplador sólo trabaja de manera deseada cuando la potencia es aplicada en el puerto apropiado; esto es, sólo se acopla apropiadamente en una dirección. Haciendo referencia a la figura 3.19 b), si se aplica potencia en el puerto 1, el puerto acoplado debería ser el puerto 4. El puerto 3 presenta valor de acoplamiento en dirección opuesta, esto es, cuando se aplica potencia al puerto 2. Esta propiedad es importante para

un componente direccional. Ésta puede ser útil ya que aísla el circuito acoplado de cualquier desajuste de la línea principal.

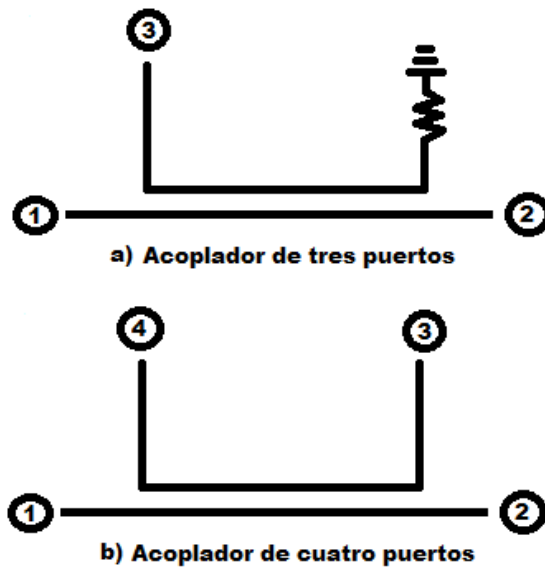


Figura 3.19 Acopladores direccionales de 3 y 4 puertos.

Entonces, un acoplador direccional es un componente el cual permite que dos circuitos de microondas se combinen en una dirección dentro un sistema integrado, mientras exista aislamiento en direcciones opuestas.

Una forma de expandir el acoplador direccional básico es mediante la construcción de un acoplador direccional dual. Como su nombre lo indica, este procedimiento involucra dos acopladores colocados “espalda con espalda”. La figura 3.20 muestra el diagrama de un acoplador direccional dual. Una gran ventaja de este tipo de acoplador es que permite monitorear la potencia en directa y reflejada al mismo tiempo.

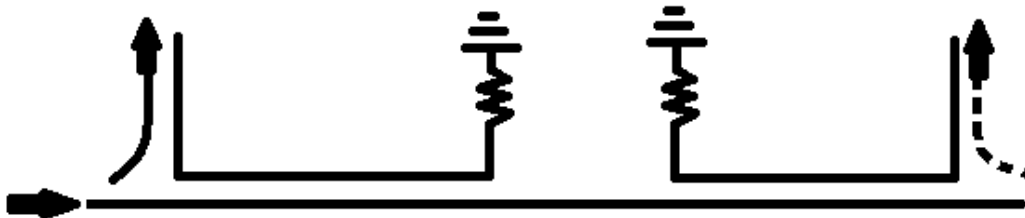


Figura 3.20 Acoplador direccional dual.

Las especificaciones más comunes para un acoplador direccional son mostradas a continuación:

Conectores: Esta especificación es importante porque indica si se necesitarán adaptadores para ajustar el acoplador al sistema. Los conectores pueden ser de tipo N, BNC, SMA o APC-7.

Acoplamiento: Es relación de la potencia disponible en el puerto acoplado y la que se encuentra en el puerto de entrada. Este término es expresado en dB.

Desviación de acoplamiento: Esta cantidad indica qué tanto varía el valor de acoplamiento a lo largo del ancho de banda del dispositivo. Es expresado en (+) o (-) dB.

Directividad: Esta figura indica la exactitud del acoplador. Es la diferencia entre el valor de aislamiento y el valor de acoplamiento. Si el valor absoluto de la directividad del acoplador es bajo, la potencia en directa interferirá con la potencia en inversa causando imprecisiones.

Frecuencia o ancho de banda: Este término indica el rango de frecuencias para el cual las demás especificaciones son ciertas.

Impedancia: La impedancia es una lectura de la resistencia de RF el cual asegura que cualquier componente con valor de impedancia similar puede ser conectado al acoplador, operando este último apropiadamente.

Pérdidas por inserción: Indica la potencia perdida en la línea principal del acoplador debido a la disipación.

Relación de potencia: Esta especificación se refiere a la cantidad de CW o potencia pico que el acoplador es capaz de manipular.

Relación de potencia en reversa: Este término se aplica sólo a un acoplador de tres puertos. Es la capacidad de manipulación de potencia por parte del acoplador si la potencia es aplicada en reversa (en puerto 2, en lugar de puerto 1 en figura 3.19 b)).

3.5.2 Detector de microondas

La construcción básica de un detector de microondas es ilustrado en la figura 3.21. La parte más importante de un detector es el diodo. Actualmente, el diodo Schottky es usado comúnmente debido a sus excelentes características de microondas, el cual incluye alta sensibilidad. El diodo es adaptado para controlar circuitos (usualmente de 50 Ω). De esta manera, se lleva a cabo la máxima transferencia de potencia. La máxima eficiencia del diodo es asegurado ya que cualquier reflexión debido a desajustes es eliminado. El retorno a DC, además de actuar como tierra para el diodo, actúa como choke de microondas. Un filtro pasa-bajas es colocado después del diodo para eliminar todos los

rizos de alta frecuencia causados por el proceso de detección y permitir sólo dc en la salida [4].

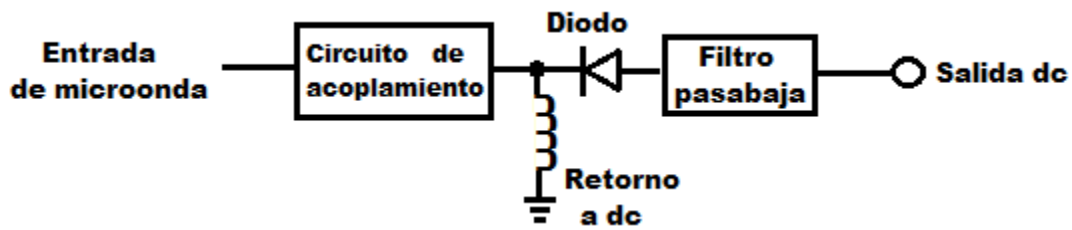


Figura 3.21 Detector de microonda básico.

Las especificaciones típicas del detector son:

Respuesta de frecuencia: Este término es empleado para indicar el desempeño del detector. Es dado algunas veces en decibelios por octavo. Básicamente, es una medida de la variación de la sensibilidad del detector.

Potencia de entrada máxima: Indica el nivel más alto de potencia que puede ser aplicado a su entrada. Es práctico siempre permanecer debajo de esta figura por un margen razonable.

Polaridad: Puede ser positivo o negativo. Es importante conocer la polaridad de la salida del detector ya que se tendría que anexar algún circuito externo para operar de forma deseada.

Sensibilidad: La sensibilidad del detector es la salida de voltaje dc producida por una entrada específica de potencia. Indica qué tanta potencia se necesita para producir cierto voltaje. Usualmente, es expresada en milivolts por microwatts CW.

3.5.3 Circulador y aislador

Como se había mencionado anteriormente, el acoplador direccional es capaz de conducir energía en una dirección y presentar aislamiento en dirección inversa. Esta propiedad es también presentada por el circulador. Sin embargo, un circulador (o aislador) es un dispositivo no recíproco. Brinda un camino en un solo sentido para la energía de microondas [4].

La figura 3.22 muestra la característica no recíproca del circulador. Considérese un estadio con una gran multitud cuyos movimientos son aleatorios. Sería mucho más fácil si todos se movieran en una sola dirección. En la figura 3.22, considérese al puerto 1 como la única entrada y salida del estadio. Los puertos 2 y 3 están aislados y conducen a secciones individuales. Cada puerto proporciona movimientos en dos direcciones, los

cuales son controlados. Se quiere llenar la sección dos (puerto 2) antes que la tres (puerto 3). Cuando la sección dos está llena, el flujo se dirige a la tres. Se puede observar que es imposible ir directamente desde la entrada principal (puerto 1) a la sección tres debido a la presencia de las puertas de un sentido en cada sección. Con la energía de microondas, sucede lo mismo. Con la energía entrando al puerto 1, el camino más fácil es el puerto 2. Cualquier reflexión en el puerto 2 es enviado al puerto 3. La reflexión no puede ir directamente al puerto 1 debido al aislamiento que presenta el dispositivo. Lo mismo sucede en el puerto 3. Las reflexiones en este puerto son enviadas al puerto 1.

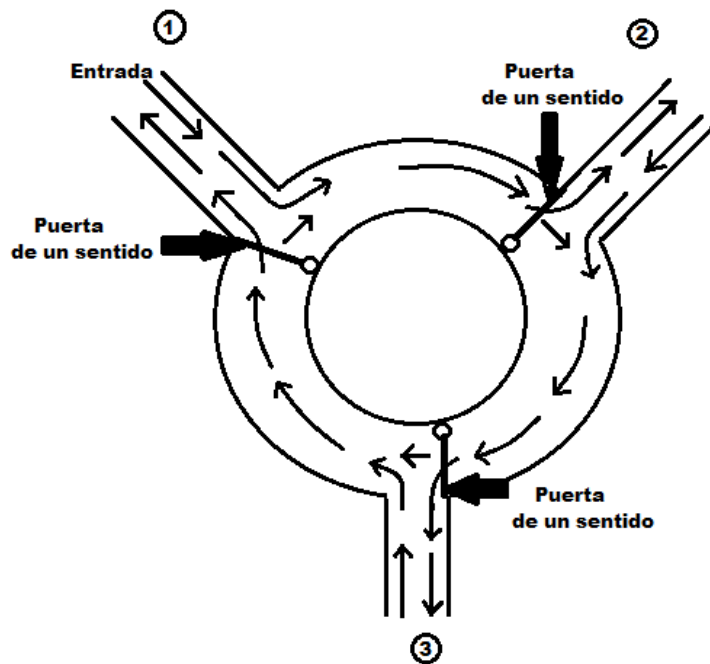


Figura 3.22 Ilustración del circulator.

El aislador es simplemente un circulator con su tercer puerto conectado internamente a una carga de 50Ω . Es un dispositivo importante para el manejo de circuitos de alta potencia.

La especificación típica para un circulator es:

Aislamiento: Para un circulator, el aislamiento depende de la calidad de la carga colocada en el tercer puerto.

3.5.4 Amplificador de potencia

El amplificador de potencia tiene la misión, como su nombre lo indica, de amplificar la potencia de la señal (no necesariamente la tensión) y transmitirla con la máxima eficiencia [4].

Las características básicas del amplificador son:

Ancho de banda: Indica el rango de frecuencias para el cual el dispositivo actúa correctamente.

Ganancia: Magnitud que expresa la relación entre señal de salida respecto a la señal de entrada. Se mide, comúnmente, en dB.

Máxima potencia: Esta especificación se refiere al mayor valor de potencia que soporta el amplificador. Su unidad está dada, normalmente, en dBm.

3.5.5 Sintetizador de frecuencias

Un sintetizador de frecuencias produce varias frecuencias de salida agregando, restando, multiplicando y dividiendo una cantidad menor de frecuencias fijas. El objetivo de un sintetizador es doble. Debe producir tantas frecuencias como sea posible con una mínima cantidad de fuentes, y cada frecuencia producida debe ser tan exacta y estable como las demás [19].

Hay, en esencia, dos métodos para sintetizar frecuencias: el directo y el indirecto. En la síntesis directa de frecuencias, se generan varias frecuencias de salida mezclando las salidas de dos o más fuentes de frecuencias controladas por cristal, o dividiendo o multiplicando la frecuencia de salida de un solo oscilador de cristal.

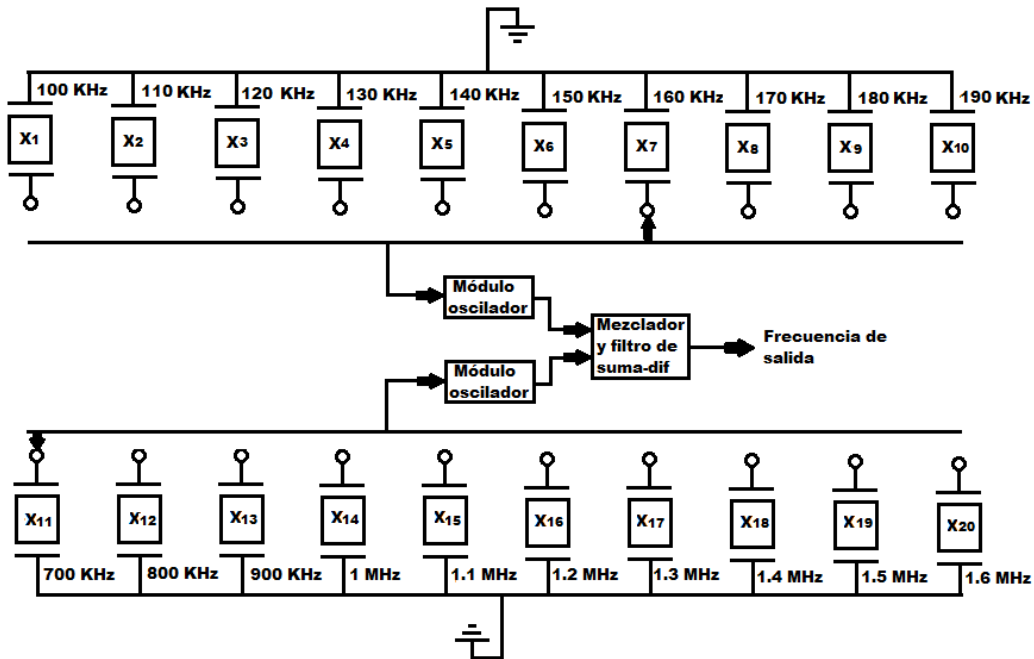


Figura 3.23 Sintetizador directo de frecuencias.

En la síntesis indirecta de frecuencias, se usa un divisor/multiplicador controlado por retroalimentación, para generar varias frecuencias de salida.

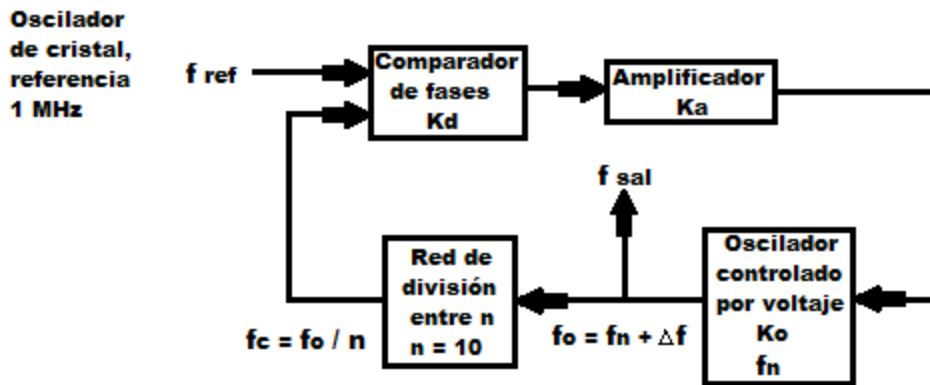


Figura 3.24 Sintetizador indirecto de frecuencias.

Las especificaciones típicas para un circulator son:

Ancho de banda: Es el rango de frecuencias que proporciona el sintetizador.

Potencia de salida: La potencia está dada en dBm.

Capítulo 4

Método de perturbación de cavidad y teoría de líneas acopladas

4.1 Cavidad resonante cilíndrica

Una cavidad resonante cilíndrica puede ser construida de una sección de guía de onda circular cerrada en ambos lados [20].

4.1.1 Frecuencia de resonancia

La geometría de una cavidad cilíndrica es mostrada en la figura 4.1. Las soluciones de las ecuaciones de Maxwell para una cavidad resonante cilíndrica se obtienen conociendo los modos para una guía de onda circular, los cuales ya satisfacen las condiciones de frontera de la pared circular de la guía de onda [20].

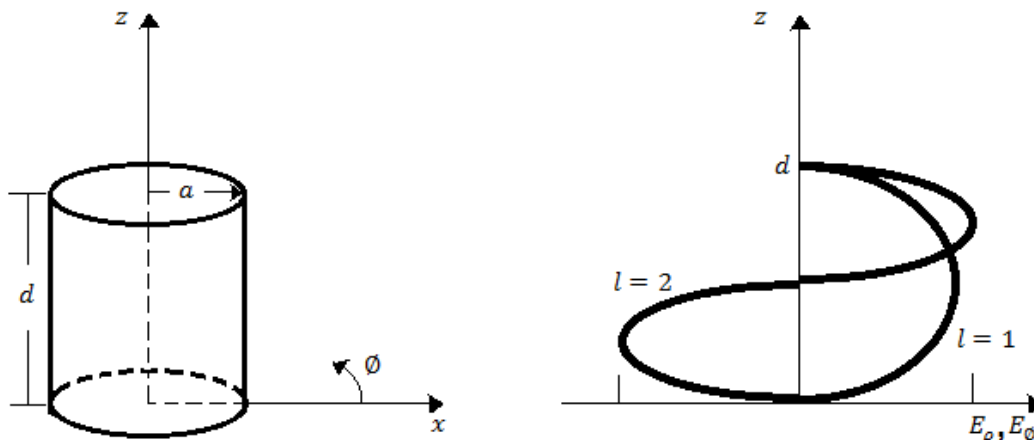


Figura 4.1 Cavidad cilíndrica resonante y la distribución del campo eléctrico para modos resonantes para $l = 1$ o $l = 2$. El radio está indicado por a ; y la altura, por d .

Los campos transversales eléctricos (E_ϕ, E_ρ) de los modos de las guía de onda circular, TE_{nm} y TM_{nm} , pueden ser escritos como:

$$\mathbf{E}_t(\rho, \phi, z) = \mathbf{e}(\rho, \phi) [A^+ e^{-j\beta_{nm} z} + A^- e^{j\beta_{nm} z}] \quad (4.1)$$

$e(\rho, \varnothing)$ representa la variación transversal del modo, y A^+ y A^- son las amplitudes arbitrarias de las ondas incidente y reflejada. La constante de propagación del modo TE_{nm} es:

$$\beta_{nm} = \sqrt{\kappa^2 - \left(\frac{\rho'_{nm}}{a}\right)^2} \quad (4.2)$$

$\kappa = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}$ es el número de onda del material contenido en la cavidad y ρ'_{nm} es la raíz de la derivada de la función de Bessel de primer orden. Los primeros valores de ρ'_{nm} son mostrados en la tabla 4.1 [21].

Tabla 4.1 Valores de ρ'_{nm} para modos TE de una guía de onda circular.

n	ρ'_{n1}	ρ'_{n2}	ρ'_{n3}
0	3.832	7.016	10.174
1	1.841	5.331	8.536
2	3.054	6.706	9.970

Mientras que la constante de propagación del modo TM_{nm} es:

$$\beta_{nm} = \sqrt{\kappa^2 - \left(\frac{\rho_{nm}}{a}\right)^2} \quad (4.3)$$

ρ_{nm} es la raíz de la función de Bessel de primer orden. Los primeros valores de ρ_{nm} son mostrados en la tabla 4.2 [21].

Tabla 4.2 Valores de ρ_{nm} para modos TM de una guía de onda circular.

n	ρ_{n1}	ρ_{n2}	ρ_{n3}
0	2.405	5.520	8.654
1	3.832	7.016	10.174
2	5.135	8.417	11.620

Para hacer que $E_t = 0$ en $z = 0$ y d , se tiene que cumplir

$$A^+ = -A^- \text{ y } A^+ \text{sen}\beta_{nm} d = 0 \quad (4.4)$$

$$\text{o} \\ \beta_{nm} d = l\pi, \text{ para } l = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (4.5)$$

Lo anterior indica que la longitud de la guía de onda debe ser un múltiplo de $\frac{\lambda}{2}$. Entonces, la frecuencia de resonancia del modo TE_{nml} es:

$$f_{nml} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu' \varepsilon'}} \sqrt{\left(\frac{\rho'_{nm}}{a}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2} \quad (4.6)$$

μ' y ε' son la parte real de la permeabilidad y permitividad del material contenido en la cavidad, respectivamente, y c es la velocidad de la luz en el vacío. Los subíndices nml hacen referencia al modo de propagación de la onda en la cavidad resonante cilíndrica [22].

La frecuencia de resonancia del modo TM_{nml} es:

$$f_{nml} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu' \varepsilon'}} \sqrt{\left(\frac{\rho_{nm}}{a}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2} \quad (4.7)$$

El modo TE_{111} es el modo dominante para el modo TE , mientras que para el modo TM es el modo TM_{110} [22].

4.1.2 Factor de calidad

El factor de calidad puede ser calculado de la siguiente expresión:

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} \quad (4.8)$$

f_0 es la frecuencia de resonancia; y Δf , el ancho de banda de potencia media [23]. Como se muestra en la figura 4.2, Δf puede ser determinada de diferentes maneras.

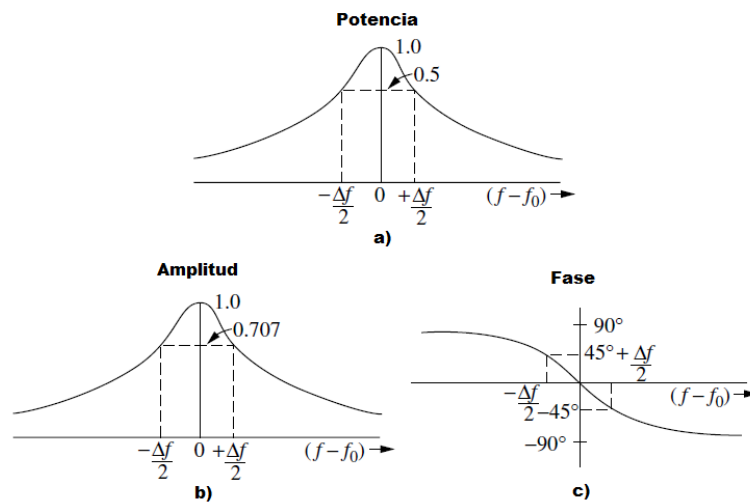


Figura 4.2 Determinación de Δf para medición de factor de calidad por medio de a) Potencia, b) amplitud y c) fase.

El método, que se presentará para obtener el factor de calidad, será el de reflexión. Éste es de un puerto. El parámetro, que se mide directamente, es el parámetro S_{11} . Como se muestra en la figura 4.3, el valor de S_{11} , para la determinación del ancho de banda de potencia media, es:

$$S_{11, \Delta F} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{10^{S_{11,b}/10} + 10^{S_{11,f_0}/10}}{2} \right) (dB) \quad (4.9)$$

$S_{11,b}$ es el valor de S_{11} sobre la línea base de la resonancia y S_{11,f_0} es el valor de S_{11} en la frecuencia de resonancia.

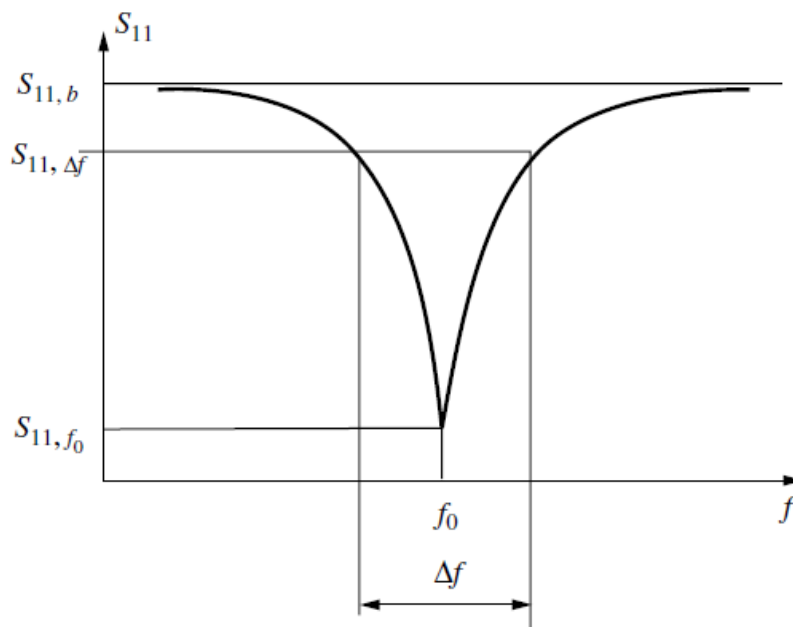


Figura 4.3 Obtención del factor de calidad a partir de la medición de S_{11} .

4.2 Método de perturbación de cavidad

El método de perturbación de cavidad es ampliamente usado en el estudio de las propiedades electromagnéticas de dieléctricos, semiconductores, materiales magnéticos y materiales compuestos [24]. Funciona adecuadamente para mediciones de materiales de medias y bajas pérdidas. Sin embargo, muestras con pérdidas extremadamente bajas comúnmente hacen que el método en cuestión sea poco útil. Si el factor de calidad de una cavidad vacía antes de la perturbación no es alto, la disipación de potencia de la cavidad vacía podría ser mucho mayor que las pérdidas debido a la introducción de la muestra. La inserción de la muestra apenas afectaría el factor de calidad de la cavidad. Por tal motivo, el método convencional de perturbación de cavidad no podría proporcionar correctamente el valor de la parte imaginaria de la permitividad. Esta situación podría ser peor. El factor de calidad de la cavidad podría incrementarse después de la inserción de

una muestra con pérdidas extremadamente bajas. Se obtendría un valor negativo de la parte imaginaria de la permitividad.

4.2.1 Medición de la permitividad

Si se introduce una muestra en el lugar de máximo campo eléctrico dentro de la cavidad, la frecuencia de resonancia y el factor de calidad cambiarán. Si se cumplen los requerimientos de perturbación, la permitividad de la muestra puede ser calculada a partir de los cambios mencionados. La muestra debe ser pequeña en comparación al tamaño de la cavidad [1].

Se parte de la siguiente expresión:

$$\frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_2} = - \left(\frac{\varepsilon_r - 1}{2} \right) \frac{\iiint_{V_s} \mathbf{E}_1 \cdot \mathbf{E}_2 dV}{\iiint_{V_c} |\mathbf{E}_1|^2 dV} \quad (4.10)$$

ε_r es la permitividad relativa de la muestra: $\varepsilon_r = \varepsilon_2 / \varepsilon_0$. ε_2 es la permitividad de la muestra. ε_0 es la permitividad del vacío. ω_1 y ω_2 son las frecuencias de resonancia complejas angulares antes y después de la introducción de la muestra. \mathbf{E}_1 e \mathbf{E}_2 son los campos eléctricos en la cavidad antes y después de la introducción de la muestra.

La frecuencia angular compleja ω de una cavidad resonante está relacionada con su frecuencia de resonancia real f y el factor de calidad Q mediante:

$$\omega = \omega_r + j\omega_i \quad (4.11)$$

$$\omega_r = 2\pi f \quad (4.12)$$

$$Q = \frac{\omega_r}{2\omega_i} \quad (4.13)$$

Si se asume que $\omega_{r1} \approx \omega_{r2}$ y $\omega_i \gg \omega_r$, se obtiene:

$$\begin{aligned} \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_2} &= \frac{(\omega_{r2} - \omega_{r1}) + j(\omega_{i2} - \omega_{i1})}{\omega_{r2} \left(1 + j \frac{\omega_{i2}}{\omega_{r2}}\right)} \approx \left[\left(\frac{f_2 - f_1}{f_2} \right) + j \left(\frac{1}{2Q_2} - \frac{1}{2Q_1} \right) \right] \times \left(1 - j \frac{1}{2Q_2} \right) \\ &\approx \left(\frac{f_2 - f_1}{f_2} \right) + j \left(\frac{1}{2Q_2} - \frac{1}{2Q_1} \right) \end{aligned} \quad (4.14)$$

f_1 y f_2 son la frecuencia de resonancia antes y después de la perturbación, respectivamente. La última suposición hecha en ecuación (4.14) es que $Q_2 \gg 1$. De ecuación (4.10) y (4.14), se tiene:

$$\left(\frac{f_2 - f_1}{f_2}\right) + j\left(\frac{1}{2Q_2} - \frac{1}{2Q_1}\right) = -\left(\frac{\epsilon_r - 1}{2}\right) \frac{\iiint_{V_s} \mathbf{E}_1^* \cdot \mathbf{E}_2 dV}{\iiint_{V_c} |\mathbf{E}_1|^2 dV} \quad (4.15)$$

La ecuación (4.15) puede ser reescrita como:

$$2\left(\frac{f_1 - f_2}{f_2}\right) = (\epsilon_r' - 1)K \quad (4.16)$$

$$\frac{1}{Q_2} - \frac{1}{Q_1} = \epsilon_r'' K \quad (4.17)$$

Con:

$$K = \frac{\iiint_{V_s} \mathbf{E}_1^* \cdot \mathbf{E}_2 dV}{\iiint_{V_c} |\mathbf{E}_1|^2 dV} \quad (4.18)$$

En el método de perturbación para la medición de la permitividad, se asume que el parámetro K es constante e independiente de las propiedades de la muestra. Sin embargo, en la ecuación (4.18), el campo perturbado \mathbf{E}_2 está relacionado con la permitividad, forma y tamaño de la muestra. Así que, K cambia de una muestra a otra. En relación a las ecuaciones (4.17) y (4.18), se observa que los cambios del factor de calidad, debido a la perturbación, no sólo están relacionados con la parte imaginaria de la permitividad de la muestra ϵ_r'' , también lo están con la parte real de la permitividad ϵ_r' .

Para hacer la expresión más clara, se introducen los parámetros A y B en lugar de K .

$$\frac{f_1 - f_2}{f_2} = A(\epsilon_r' - 1) \frac{V_s}{V_c} \quad (4.19)$$

$$\frac{1}{Q_2} - \frac{1}{Q_1} = B\epsilon_r'' \frac{V_s}{V_c} \quad (4.20)$$

Similar al parámetro K , los parámetros A y B están relacionados a la configuración y modo de trabajo de la cavidad, y forma y localización de la muestra en la cavidad. Es difícil calcular los parámetros A y B analíticamente. Éstos son obtenidos por calibración usando una muestra estándar de permitividad conocida [1]. A partir de los cambios de la frecuencia de resonancia f y el factor de calidad Q , debido a la perturbación, A y B se calculan por medio de las ecuaciones (4.19) y (4.20). Es importante mencionar que la muestra estándar, usada para la calibración, debe ser de forma similar a las muestras a ser medidas.

4.3 Teoría de líneas acopladas

Cuando dos líneas de transmisión están lo suficientemente cerca, la potencia puede ser acoplada entre las líneas debido a la interacción de sus campos electromagnéticos [25]. La figura 4.4 muestra varios ejemplos de líneas de transmisión acopladas. Éstas operan en el modo TEM. Esto se cumple estrictamente para striplines y, de forma aproximada, para las microstrips.

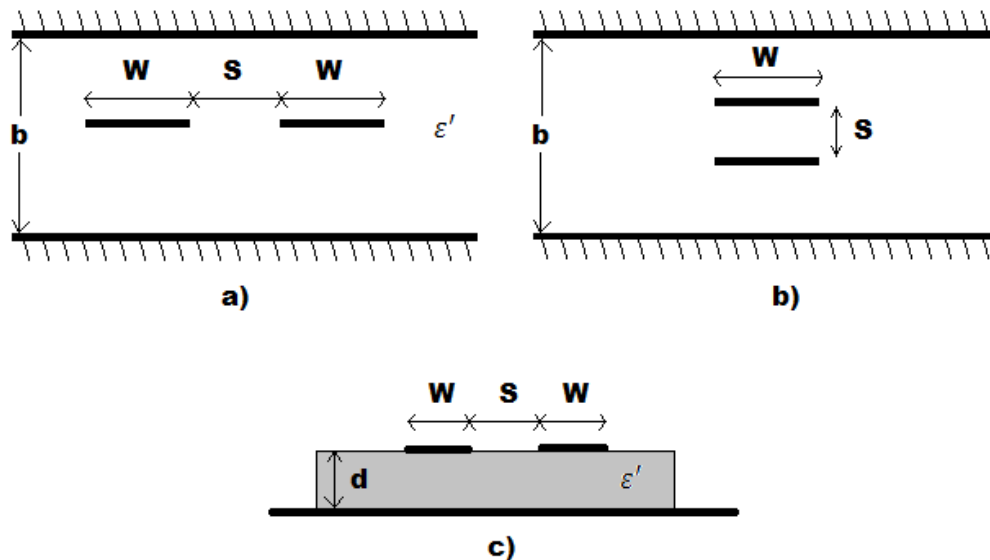


Figura 4.4 Diversas geometrías de líneas de transmisión acopladas. a) Stripline acoplada planar, b) Stripline acoplada con líneas sobrepuestas y c) Microstrip acoplada.

Las líneas acopladas de la figura 4.4 o cualquier línea de tres conductores pueden ser representadas por la estructura mostrada en la figura 4.5. Suponiendo una propagación TEM, las características eléctricas de las líneas acopladas pueden ser determinadas totalmente de las capacitancias efectivas y de la velocidad de propagación en la línea. Como se aprecia en la figura 4.5, C_{12} representa la capacitancia entre las dos líneas conductoras, en ausencia de conductor de tierra. En relación a C_{11} y C_{22} , cada una representa la capacitancia entre una línea conductora y tierra, en ausencia de la otra línea conductora. Si las líneas conductoras son idénticas en tamaño y localización respecto a tierra, entonces $C_{11} = C_{22}$.

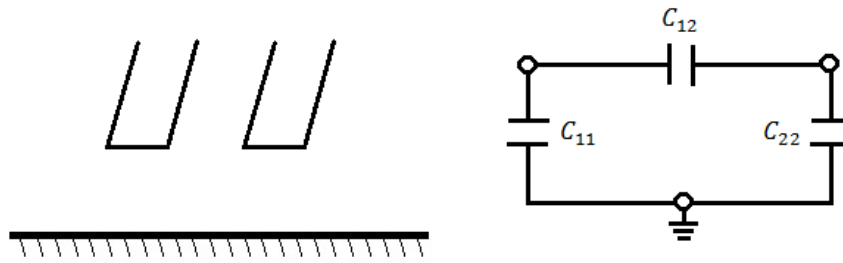


Figura 4.5 Una línea de transmisión de tres conductores acoplada y su red equivalente de capacitancias.

En una línea acoplada, hay dos tipos de excitaciones. El modo par es aquel donde las corrientes en las líneas conductoras tienen igual amplitud y dirección. En el modo impar, las corrientes tienen igual amplitud y direcciones opuestas [26]. Los campos eléctricos, para las dos excitaciones, son mostrados en la figura 4.6.

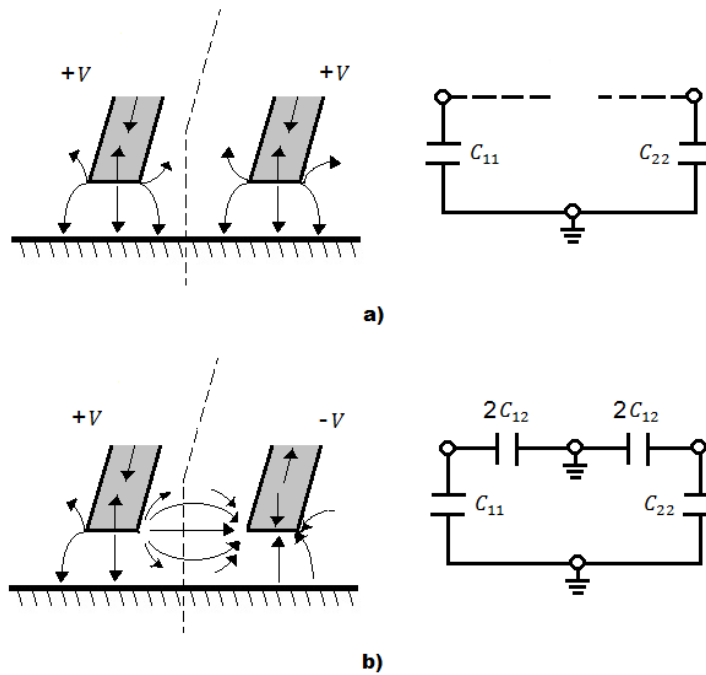


Figura 4.6 Excitaciones en el modo par e impar para una línea acoplada y sus redes de capacitancias equivalentes. a) Excitación de modo par y b) excitación de modo impar.

Para el modo par, el campo eléctrico tiene simetría par en relación a la línea de centro y no existen corrientes que fluyan entre las líneas conductoras. Se muestra el circuito equivalente en la figura 4.6 a). La capacitancia resultante se forma entre cualquier línea conductora y tierra:

$$C_p = C_{11} = C_{22} \tag{4.21}$$

La impedancia característica para el modo par es:

$$Z_{Op} = \frac{1}{vC_p} \quad (4.22)$$

v es la velocidad de propagación en la línea.

Para el modo impar, las líneas del campo eléctrico tienen simetría impar en relación a la línea de centro. El voltaje entre las líneas conductoras es cero. En la figura 4.6 b), se muestra su circuito equivalente. Para este caso, la capacitancia efectiva entre cada línea conductora y tierra es:

$$C_i = C_{11} + 2C_{12} = C_{22} + 2C_{12} \quad (4.23)$$

La impedancia característica para el modo impar es:

$$Z_{Oi} = \frac{1}{vC_i} \quad (4.24)$$

Por lo tanto, Z_{Op} (Z_{Oi}) es la impedancia característica de una línea conductora respecto a tierra cuando la línea acoplada está operando en el modo par (impar).

4.3.1 Diseño de acopladores direccionales

Un acoplador direccional es mostrado en la figura 4.7. El puerto 1 es el puerto de entrada; el puerto 2, el puerto directo; el puerto 3, el aislado; y el puerto 4, el acoplado. El conductor de tierra es común a las dos líneas conductoras.

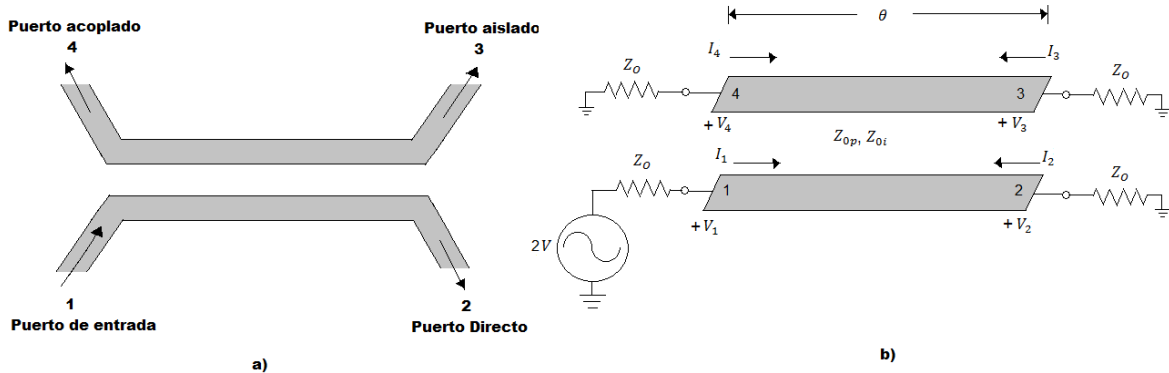


Figura 4.7 a) Geometría y designación de puertos y b) Circuito esquemático.

A continuación, se mostrará un análisis en el modo par e impar. Mediante superposición, la excitación en el puerto 1, mostrada en la figura 4.7, será estudiada como la suma de las dos excitaciones en cuestión (figura 4.8).

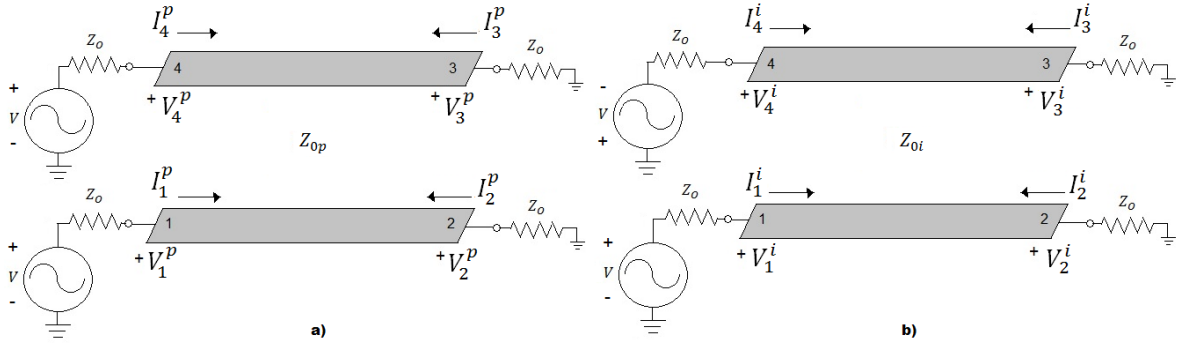


Figura 4.8 Descomposición de las líneas acopladas de la figura 4.7 en los modos a) par e b) impar.

Por medio del modo par, se obtiene:

$$I_1^p = I_4^p \quad (4.25)$$

$$I_2^p = I_3^p \quad (4.26)$$

$$V_1^p = V_4^p \quad (4.27)$$

$$V_2^p = V_3^p \quad (4.28)$$

Por medio del modo impar, se obtiene:

$$I_1^i = -I_4^i \quad (4.29)$$

$$I_2^i = -I_3^i \quad (4.30)$$

$$V_1^i = -V_4^i \quad (4.31)$$

$$V_2^i = -V_3^i \quad (4.32)$$

La impedancia de entrada en el puerto 1 de la figura 4.7 puede ser expresada como:

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{V_1^p + V_1^i}{I_1^p + I_1^i} \quad (4.33)$$

Si Z_{in}^p es la impedancia de entrada en el puerto 1 para el modo par y Z_{in}^i lo es para el modo impar, usando la ecuación de la impedancia de entrada de una línea de transmisión con una carga arbitraria, se tiene:

$$Z_{in}^p = Z_{0p} \frac{Z_0 + jZ_{0p} \tan \theta}{Z_{0p} + jZ_0 \tan \theta} \quad (4.34)$$

$$Z_{in}^i = Z_{0i} \frac{Z_0 + jZ_{0i} \tan \theta}{Z_{0i} + jZ_0 \tan \theta} \quad (4.35)$$

Aplicando la ecuación de divisor de voltaje a la figura 4.8, se deduce:

$$V_1^i = V \frac{Z_{in}^i}{Z_{in}^i + Z_0} \quad (4.36)$$

$$V_1^p = V \frac{Z_{in}^p}{Z_{in}^p + Z_0} \quad (4.37)$$

$$I_1^i = \frac{V}{Z_{in}^i + Z_0} \quad (4.38)$$

$$I_1^p = \frac{V}{Z_{in}^p + Z_0} \quad (4.39)$$

Empleando estas últimas expresiones a la ecuación (4.33), se tiene como resultado:

$$Z_{in} = \frac{Z_{in}^i (Z_{in}^p + Z_0) + Z_{in}^p (Z_{in}^i + Z_0)}{Z_{in}^p + Z_{in}^i + 2Z_0} = Z_0 + \frac{2(Z_{in}^i Z_{in}^p - Z_0^2)}{Z_{in}^p + Z_{in}^i + 2Z_0} \quad (4.40)$$

Si se establece:

$$Z_0 = \sqrt{Z_{0p} Z_{0i}} \quad (4.41)$$

y se aplica ésta en (4.34) y (4.35), se genera:

$$Z_{in}^p = Z_{0p} \frac{\sqrt{Z_{0i}} + j\sqrt{Z_{0p}} \tan \theta}{\sqrt{Z_{0p}} + j\sqrt{Z_{0i}} \tan \theta} \quad (4.42)$$

$$Z_{in}^i = Z_{0i} \frac{\sqrt{Z_{0p}} + j\sqrt{Z_{0i}} \tan \theta}{\sqrt{Z_{0i}} + j\sqrt{Z_{0p}} \tan \theta} \quad (4.43)$$

Si:

$$Z_{in}^p Z_{in}^i = Z_{0p} Z_{0i} = Z_0^2 \quad (4.44)$$

se provoca que (4.40) se reduzca a:

$$Z_{in} = Z_0 \quad (4.45)$$

Respecto al puerto 4, el voltaje es:

$$V_4 = V_4^p + V_4^i = V_1^p - V_1^i = V \left(\frac{Z_{in}^p}{Z_{in}^p + Z_0} - \frac{Z_{in}^i}{Z_{in}^i + Z_0} \right) \quad (4.46)$$

donde (4.36) y (4.37) fueron empleadas. A partir de (4.34), (4.35) y (4.41), se puede mostrar que:

$$\frac{Z_{in}^p}{Z_{in}^p + Z_0} = \frac{Z_0 + jZ_{0p} \tan \theta}{2Z_0 + j(Z_{0p} + Z_{0i}) \tan \theta} \quad (4.47)$$

$$\frac{Z_{in}^i}{Z_{in}^i + Z_0} = \frac{Z_0 + jZ_{0i} \tan \theta}{2Z_0 + j(Z_{0p} + Z_{0i}) \tan \theta} \quad (4.48)$$

por lo tanto (4.46) se reduce a:

$$V_4 = V \frac{j(Z_{0p} - Z_{0i}) \tan \theta}{2Z_0 + j(Z_{0p} + Z_{0i}) \tan \theta} \quad (4.49)$$

Definiendo a C como:

$$C = \frac{Z_{0p} - Z_{0i}}{Z_{0p} + Z_{0i}} \quad (4.50)$$

y estableciendo la relación:

$$\sqrt{1 - C^2} = \frac{2Z_0}{Z_{0p} + Z_{0i}} \quad (4.51)$$

resulta:

$$V_4 = V \frac{j C \tan \theta}{\sqrt{1 - C^2} + j \tan \theta} \quad (4.52)$$

Similarmente, se obtiene:

$$V_3 = V_3^p + V_3^i = V_2^p - V_2^i = 0 \quad (4.53)$$

$$V_2 = V_2^p + V_2^i = V \frac{\sqrt{1 - C^2}}{\sqrt{1 - C^2} \cos\theta + j \sin\theta} \quad (4.54)$$

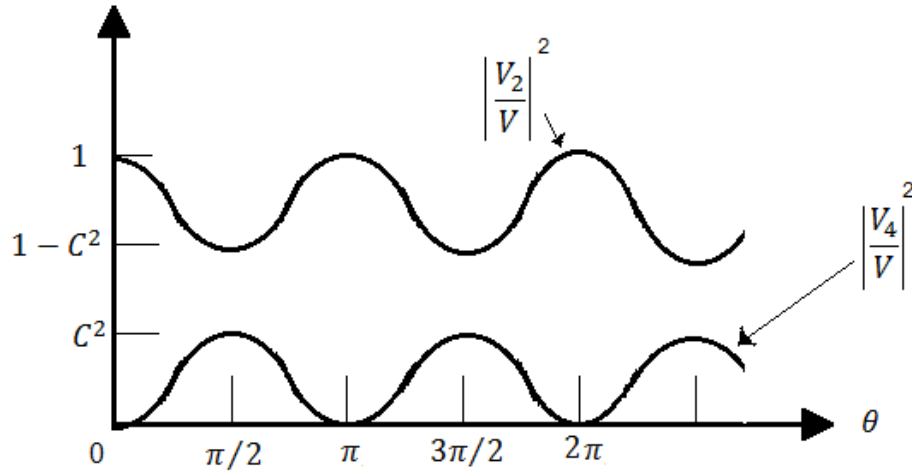


Figura 4.9 Voltajes en el puerto directo y acoplado contra la frecuencia para las líneas acopladas de la figura 4.7.

Las ecuaciones (4.52) y (4.54) pueden ser usadas para graficar los voltajes en el puerto acoplado y directo contra la frecuencia (figura 4.9). A bajas frecuencias ($\theta \ll \pi/2$), toda la potencia es transmitida al puerto 2, mientras que no la hay en el puerto 4. Para $\theta = \pi/2$, el grado de acoplamiento alcanza un valor máximo. Allí es donde generalmente opera el acoplador. El acoplador tiene un tamaño pequeño y pérdidas mínimas. Se puede notar que existe una respuesta con valor máximo de V_4 en $\theta = \pi/2, 3\pi/2, \dots$

Para $\theta = \pi/2$, el acoplador tiene una longitud $\lambda/4$. Las ecuaciones (4.52) y (4.54) se reducen a:

$$\frac{V_4}{V} = C \quad (4.55)$$

$$\frac{V_2}{V} = -j\sqrt{1 - C^2} \quad (4.56)$$

Finalmente, si la impedancia característica Z_0 y el coeficiente o grado de acoplamiento C son especificados, a partir de (4.41) y (4.50), se obtienen:

$$Z_{0p} = Z_0 \sqrt{\frac{1 + C}{1 - C}} \quad (4.57)$$

$$Z_{0i} = Z_0 \sqrt{\frac{1 - C}{1 + C}} \quad (4.58)$$

Para este trabajo, se hará uso del programa ADS. Se ejecuta la herramienta LineCalc de ADS, con el que se pueden obtener las dimensiones físicas de las líneas de microstrip sin necesidad de hacer largos cálculos. Los únicos datos a introducir son:

- Parte real de la permitividad del sustrato
- Frecuencia central de diseño
- Impedancia característica
- Grado de acoplamiento
- Longitud eléctrica

Capítulo 5

Desarrollo de un sensor de permitividad dieléctrica a la frecuencia de 2.45 GHz

5.1 Sensor propuesto

En la figura 5.1, se muestra el esquema del sensor propuesto. El sensor se compone de un resonador de cavidad cilíndrica a 2.45 GHz, donde se inserta una muestra bajo prueba (MBP), un sintetizador de microondas, un amplificador, un aislador para protección del sintetizador y amplificador, un acoplador direccional y un detector de microondas.

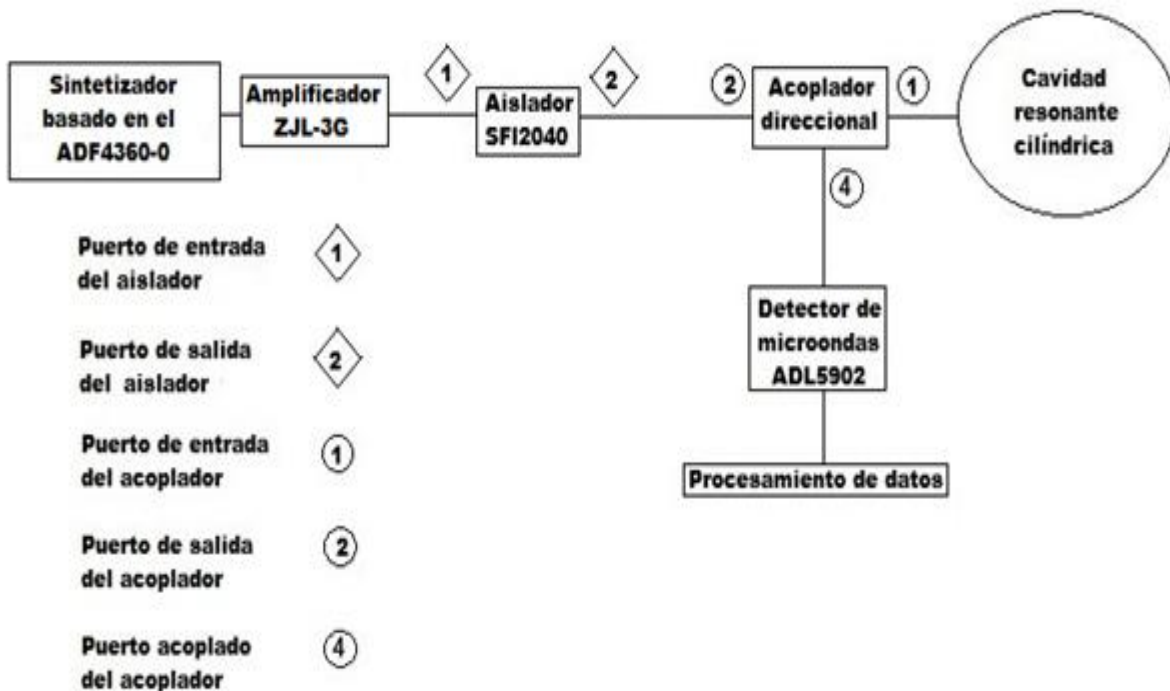


Figura 5.1 Sensor en el rango de microondas.

Es importante mencionar que el sensor utilizará dos acopladores diferentes. Uno de ellos posee un valor absoluto alto de directividad, mientras que el otro tiene un valor bajo. El sensor que consta del acoplador comercial es el sistema A y el que está formado por el acoplador fabricado es el sistema B. Esto se hace con la finalidad de analizar cómo afectan las características de cada acoplador en el sensor. El tema 5.3.4 describe las características más importantes de los acopladores a emplear. El tema 6.1 muestra los resultados obtenidos.

5.2 Cavity resonante cilíndrica

Se diseña una cavidad resonante cuya frecuencia de resonancia es 2.45 GHz. Se utiliza el modo fundamental de una cavidad resonante cilíndrica (TE_{111}). La ecuación (4.6) se ocupa para tal fin. Por facilidad, se repite la ecuación a continuación:

$$f_{nml} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu'\epsilon'}} \sqrt{\left(\frac{\rho'_{nm}}{a}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2} \quad (5.1)$$

Los valores, empleados en la ecuación (5.1), son mostrados en la tabla 5.1.

Tabla 5.1 Parámetros y valores empleados para el diseño de una cavidad resonante cilíndrica.

f	2.45 GHz
n	1
m	1
l	1
μ'	1
ϵ'	1
ρ'_{nm}	1.841
a	0.111 m
d	0.043 m

Debido a que la cavidad contendrá sólo aire, los valores de μ' y ϵ' son iguales a 1.



Figura 5.2 Cavity resonante cilíndrica fabricada.

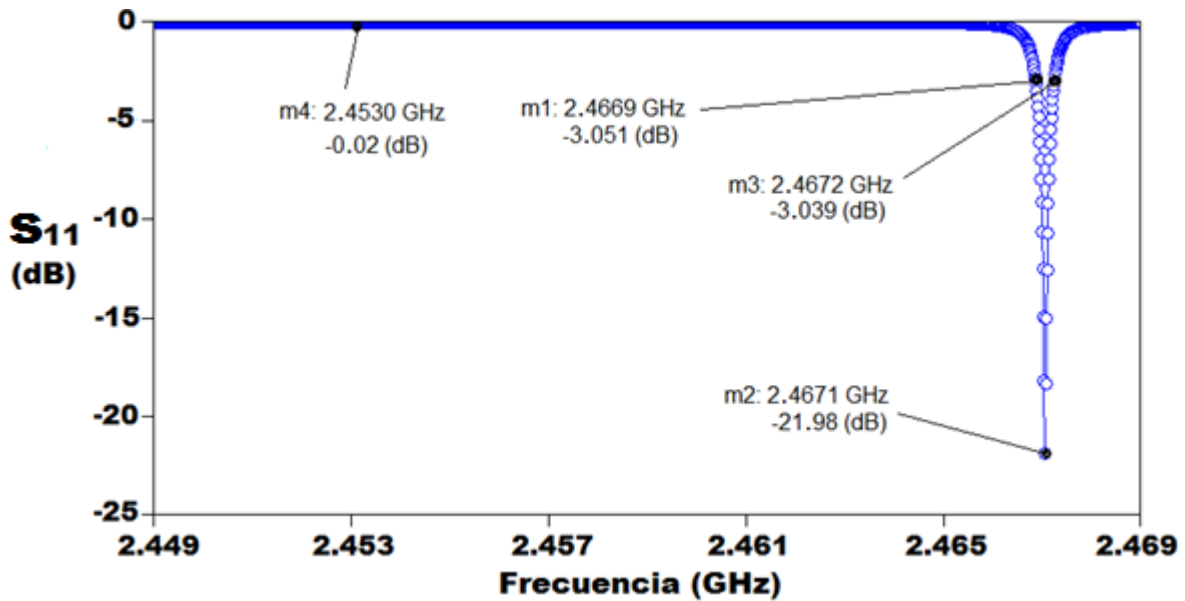


Figura 5.3 Respuesta de la cavity resonante cilíndrica, sin muestra, medida con un analizador de redes vectoriales (E8361A, Agilent Technologies, EUA).

La figura 5.2 muestra la cavity cilíndrica construida. El material empleado fue aluminio. La figura 5.3 se usará para obtener el factor de calidad de dicho elemento. La ecuación (4.9), por comodidad, se vuelve a mostrar:

$$S_{11, \Delta F} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{10^{S_{11,b}/10} + 10^{S_{11,f_0}/10}}{2} \right) (dB) \quad (5.2)$$

La ecuación (5.2) se emplea para determinar las frecuencias que se encuentran sobre la potencia media de la señal. Si $S_{11,b}$ es igual a -0.02 dB y S_{11,f_0} a -21.98 dB, $S_{11, \Delta F}$ es igual a -3.0027 dB. Las frecuencias, que se encuentran a esa potencia, son 2.4669 GHz y 2.4672 GHz. Empleando la ecuación (4.8), se tiene:

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{2.4671 \text{ GHz}}{2.4672 \text{ GHz} - 2.4669 \text{ GHz}} = 8\,223.66 \quad (5.3)$$

5.3 Caracterización de componentes de microondas

5.3.1 Sintetizador de microondas

Para la implementación de los sistemas de permitividad, es necesario utilizar un generador de señales. Éste brinda un tipo de señal a la frecuencia de interés. En estos sistemas, se utilizará un sintetizador (ADF4360-0, Analog Devices, Inc., EUA), mostrado en la figura 5.4.



Figura 5.4 Sintetizador ADF4360-0.

Este dispositivo es capaz de generar señales en un rango de 2.4 GHz a 2.725 GHz. Puede producir señales con una separación en frecuencia de 100 KHz. Se alimenta con 3.3 v. La potencia de salida es de -6 dBm. La figura 5.5 muestra la salida del sintetizador medida con un analizador de espectros (8592B, HP, EUA). En este caso, la señal tiene una frecuencia de 2.4 GHz y una potencia de -6.2 dBm.

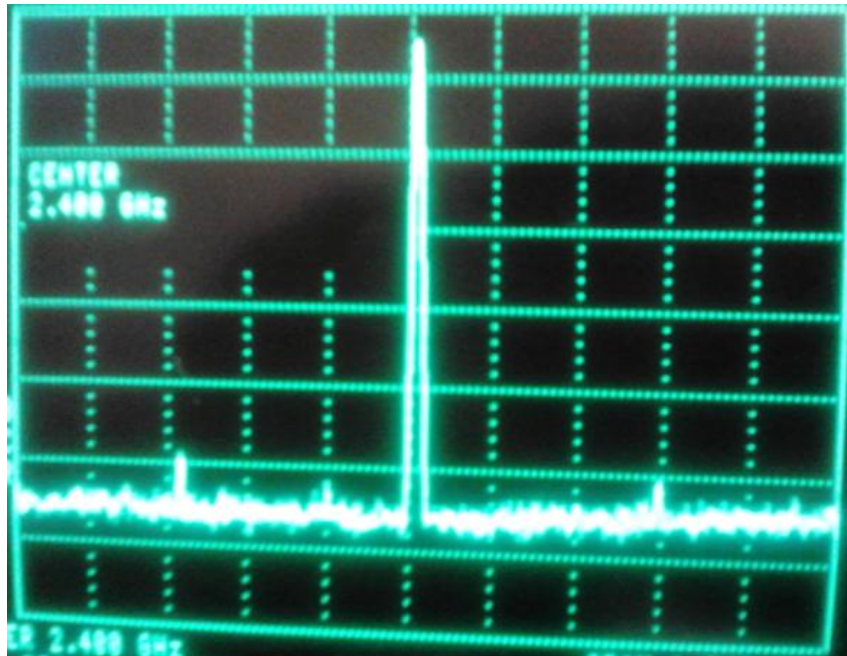


Figura 5.5 Respuesta del sintetizador ADF4360-0 medida con el analizador de espectros HP 8592B.

5.3.2 Amplificador

El amplificador (ZJL-3G, Minicircuit, EUA) es empleado para aumentar la potencia de la señal que es aplicada a su entrada. En el caso de los sistemas de medición de permitividad, el amplificador aumenta la potencia de la señal generada por el sintetizador. Opera en un rango de 20 MHz a 3 GHz. Se alimenta con 12 v normalmente. La figura 5.6 muestra el amplificador.



Figura 5.6 Amplificador ZJL-3G.

La figura 5.7 presenta el esquema empleado para medir la respuesta del amplificador.

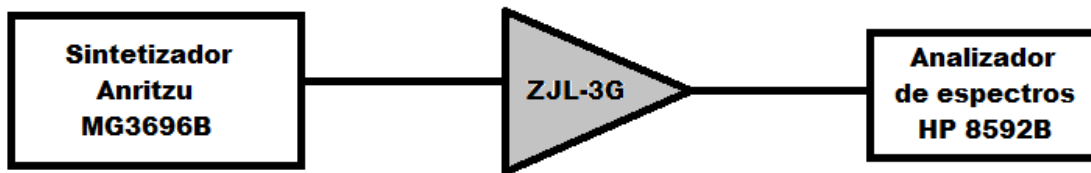


Figura 5.7 Esquema de medición de amplificador.

Como fuente o generador de señales, se empleó un sintetizador de microondas comercial (MG3696B, Anritsu, Japón). La señal de salida del amplificador fue medida mediante un analizador de espectros (8592B, HP, EUA). En la figura 5.8, se grafica la ganancia en función de la frecuencia. Se utilizan voltajes de alimentación de 9 v y 12 v. Para los sistemas de medición de permitividad, se empleará el amplificador alimentado por un voltaje de 12 v.

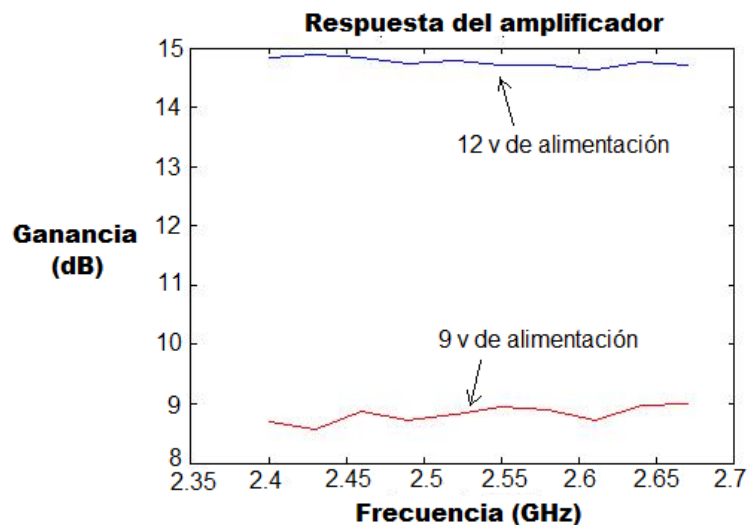


Figura 5.8 Ganancia del amplificador con diferentes voltajes de alimentación.

5.3.3 Aislador

El aislador es un dispositivo de dos puertos que transmite señales de microondas o RF en una dirección solamente. En los sistemas de medición de permitividad, es ocupado para proteger al sintetizador y al amplificador de las señales que pudieran incidir en sus salidas. El aislador empleado es el SFI4020, Fairview Microwave Inc., EUA y su configuración es mostrada en la figura 5.9. Funciona adecuadamente en un rango de 2 GHz a 4 GHz. Sus parámetros S fueron medidos con un analizador de redes vectoriales (SPARQ-3002E, LeCroy, EUA) y son mostrados en la figura 5.10.



Figura 5.9 Configuración de los puertos del Aislador SFI2040.

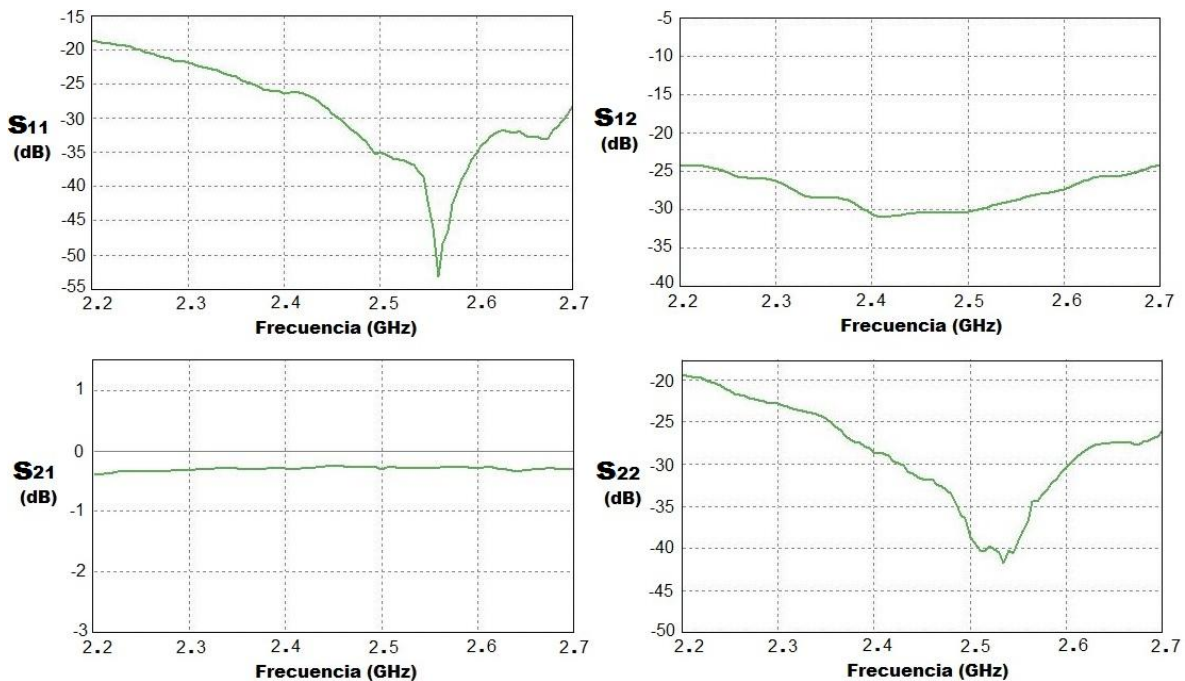


Figura 5.10 Parámetros S del aislador SFI2040 medidos con el analizador de redes vectoriales Lecroy Sparq-3002E.

En la figura 5.10, S_{11} indica que poca potencia es reflejada en el puerto 1. S_{21} muestra que casi toda la potencia en el puerto 1 es enviada al puerto 2. S_{12} indica que poca potencia es transmitida del puerto 2 al puerto 1. S_{22} muestra que poca potencia es reflejada en el puerto 2. Para la frecuencia central (2.45 GHz), S_{11} es -30 dB, S_{21} es -0.2 dB, S_{12} es -30 dB y S_{22} es -32 dB.

5.3.4 Acoplador direccional

El acoplador direccional es usado para obtener muestras de las señales provenientes de la cavidad resonante cilíndrica. En esta tesis, se utiliza un acoplador comercial MC2047-20, Fairview Microwave, Inc., EUA y se desarrolla otro acoplador direccional a la frecuencia 2.46 GHz. El acoplador comercial se utiliza para formar un sistema llamado A mientras que el acoplador desarrollado se utiliza en un sistema llamado

B. Estos sistemas son implementados con el fin de evaluar cómo impactan las características del acoplador direccional sobre la respuesta del sistema.

5.3.4.1 Acoplador direccional MC2047-20

El acoplador empleado en el sistema A es el MC2047-20, Fairview Microwave, Inc., EUA. El grado de acoplamiento es de -20 dB. Funciona en un rango de 2 GHz a 8 GHz. La figura 5.11 muestra la configuración de sus puertos. La figura 5.12 muestra los parámetros S más importantes medidos con un analizador de redes vectoriales (SPARQ-3002E, LeCroy, EUA).

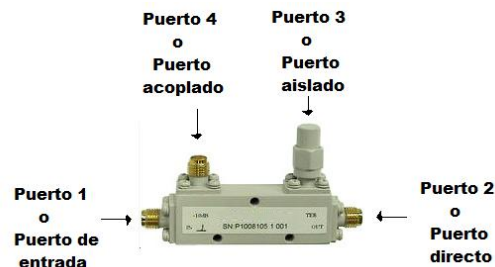


Figura 5.11 Configuración de los puertos del acoplador MC2047-20.

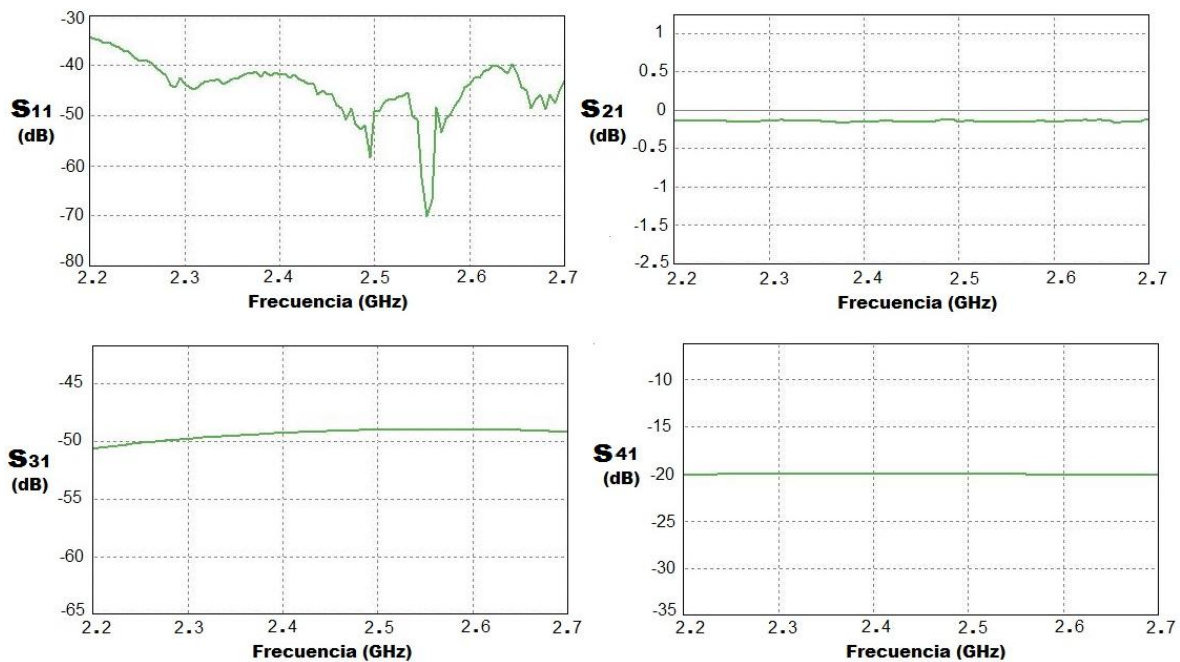


Figura 5.12 Principales parámetros S del acoplador MC2047-20 medidos por medio del analizador de redes vectoriales Lecroy Sparq-3002E.

En la figura 5.12, S_{11} indica que muy poca potencia es reflejada en el puerto 1. Para la frecuencia central (2.45 GHz), S_{11} es -45 dB. S_{21} demuestra que la gran mayoría de la potencia en el puerto 1 es transmitida al puerto 2. En la frecuencia central, S_{21} es -0.2 dB.

S_{31} muestra el grado de aislamiento (-50 dB). S_{41} muestra el grado de acoplamiento del acoplador (-20 dB). La ecuación (5.4) define la directividad de un acoplador [27].

$$D = I - C \tag{5.4}$$

donde I es el grado de aislamiento y C el grado de acoplamiento. Para este acoplador, sus directividad (D) es de -30 dB. Debido a que el acoplador en un dispositivo recíproco, $S_{11}=S_{22}=S_{33}=S_{44}$, $S_{12}=S_{21}$, $S_{13}=S_{31}$, $S_{14}=S_{41}$, $S_{23}=S_{32}$, $S_{24}=S_{42}$ y $S_{34}=S_{43}$. Además, $S_{23}=S_{14}$, $S_{24}=S_{13}$ y $S_{34}=S_{12}$.

5.3.4.2 Desarrollo de un acoplador direccional tipo microstrip

Advanced Design System es un programa de simulación (propiedad de Agilent Technologies) usada para el diseño de una gran variedad de dispositivos de telecomunicaciones tales como osciladores, amplificadores, redes de banda ancha, sistemas de radiocomunicación, vía satélite, entre otros [28]. Como se mencionó anteriormente, se utilizará este programa para facilitar el diseño de un acoplador direccional. Se fabricará un acoplador de -10 dB.

Lo primero, que se tiene que realizar, es utilizar la herramienta LineCalc. La figura 5.13 muestra la ventana de trabajo de LineCalc.

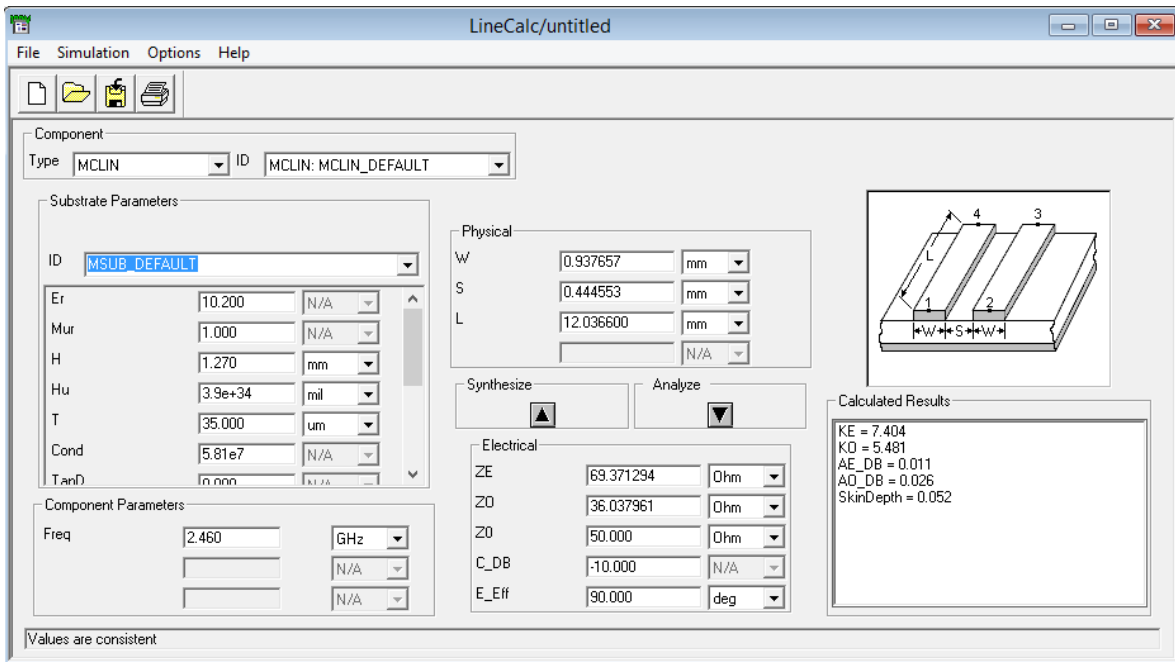


Figura 5.13 Dimensiones físicas proporcionadas por la herramienta LineCalc.

En *type*, se selecciona la opción MCLIN. En *Substrate Parameters*, se encuentran, entre otros parámetros, E_r (Parte real de la permitividad del sustrato), Mur (Parte real de

la permeabilidad del sustrato), H (grosor del sustrato), T (grosor de las líneas conductoras) y $Cond$ (Conductividad de las líneas). Para el acoplador a fabricar, se utilizarán los valores presentados en la tabla 5.2.

Tabla 5.2 Valores empleados en *Substrate Parameters*.

Er	10.2
Mur	1
H	1.27 mm
T	35 μm
$Cond$	5.81×10^7

El resto de los parámetros puede permanecer con sus valores por default. En *Component Parameters*, se coloca una frecuencia de 2.46 GHz. Ésta se debe a que es la frecuencia central en relación al rango en el cual opera el sintetizador ADF4360-0. En *Electrical*, sólo se agregan valores para $Z0$ (impedancia característica de la línea), C_DB (Grado o coeficiente de acoplamiento) y E_Eff (longitud eléctrica). Los valores a ocupar se encuentran en la tabla 5.3.

Tabla 5.3 Valores empleados en *Electrical*.

$Z0$	50 Ohm
C_DB	-10
E_Eff	90 deg

Después de haber proporcionado un valor a cada parámetro, se da click en *Sinthesize*. Como resultado, se obtienen las dimensiones físicas del acoplador direccional (tabla 5.4).

Tabla 5.4 Dimensiones físicas del acoplador direccional.

W (ancho de las líneas)	0.937657 mm
L (Largo de las líneas)	12.036600 mm
S (Separación entre las líneas)	0.444553 mm

Es importante mencionar que, generalmente, para cantidades bajas de valores absolutos de C_DB (por ejemplo, $|C_DB| = 3 \text{ dB}$), la separación entre las líneas es bastante pequeña [29]. La precisión del acoplador depende de la exactitud de fabricación.

Considerando las dimensiones del acoplador, se procede a realizar el esquemático. La figura 5.14 muestra el esquemático elaborado. Se puede apreciar que se hizo una extensión de cada línea. Las extensiones no afectan el grado de acoplamiento debido que la separación entre las líneas sigue siendo la misma (12.036600 mm). Estas modificaciones

se hicieron tomando en cuenta los 4 conectores SMA (para los 4 puertos) que se tendrán que soldar a la placa que se fabricará.

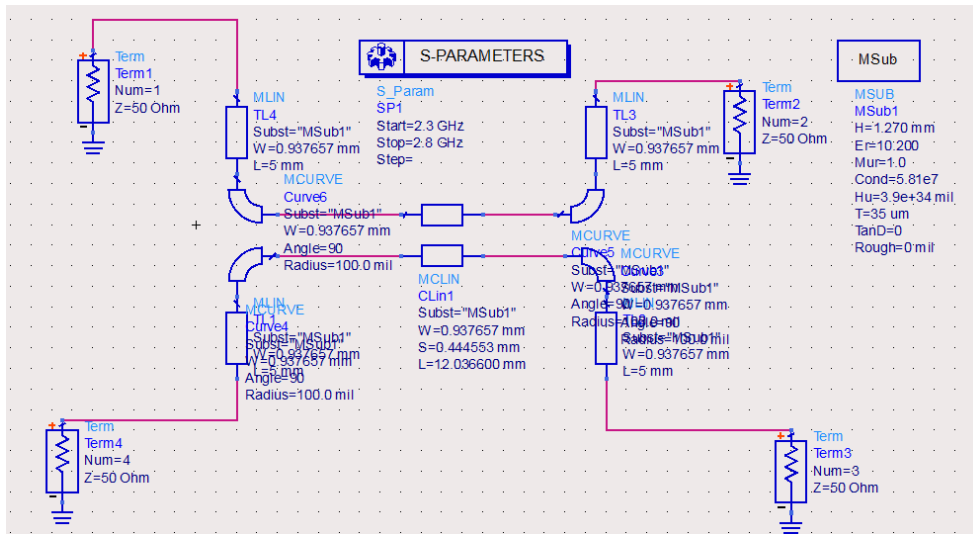


Figura 5.14 Esquemático del acoplador direccional.

En la barra de menú, se selecciona *Layout* y se elige *Generate/update layout*. En la figura 5.15, se encuentra el layout generado.

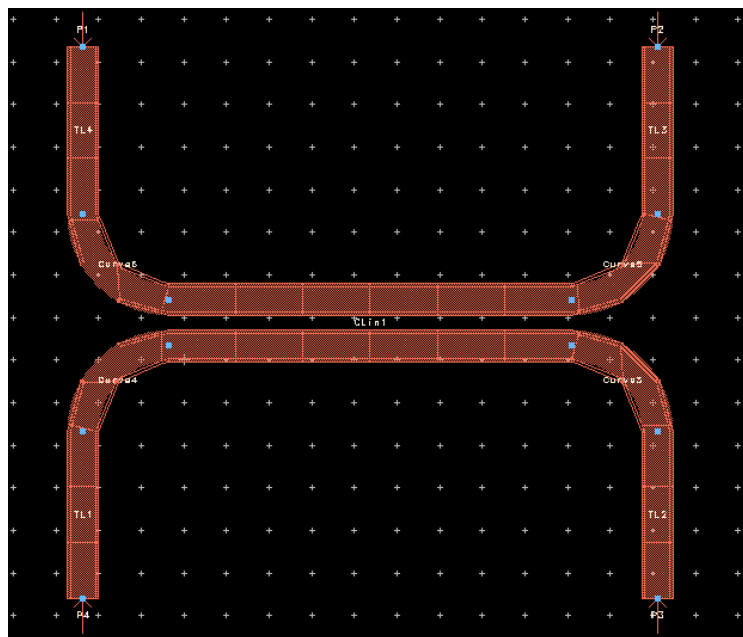


Figura 5.15 Layout del acoplador direccional.

La figura 5.16 presenta la simulación por medio del Momentum. Esta simulación es más precisa que la simulación que se obtiene a partir del esquemático. La figura 5.17 muestra la configuración del acoplador fabricado.

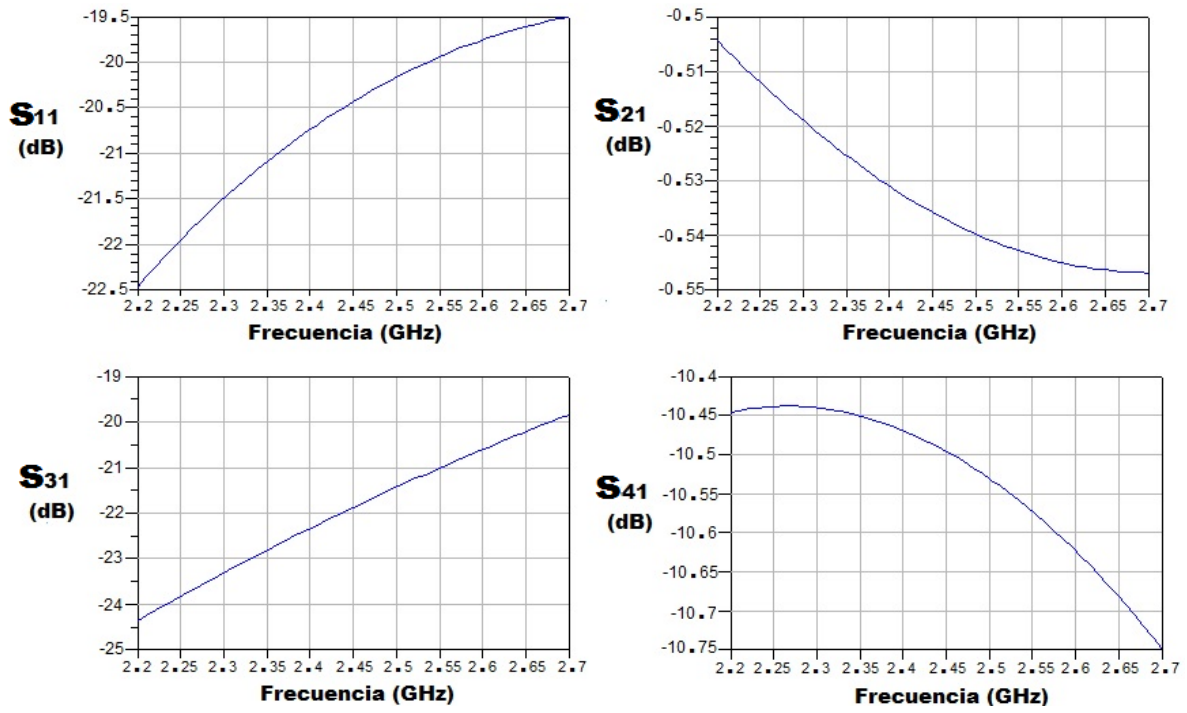


Figura 5.16 Parámetros S principales del acoplador diseñado.

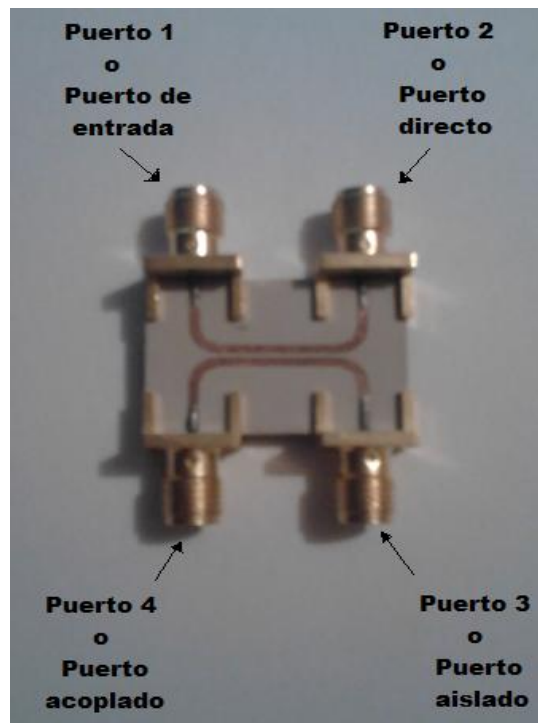


Figura 5.17 Configuración de los puertos del acoplador fabricado.

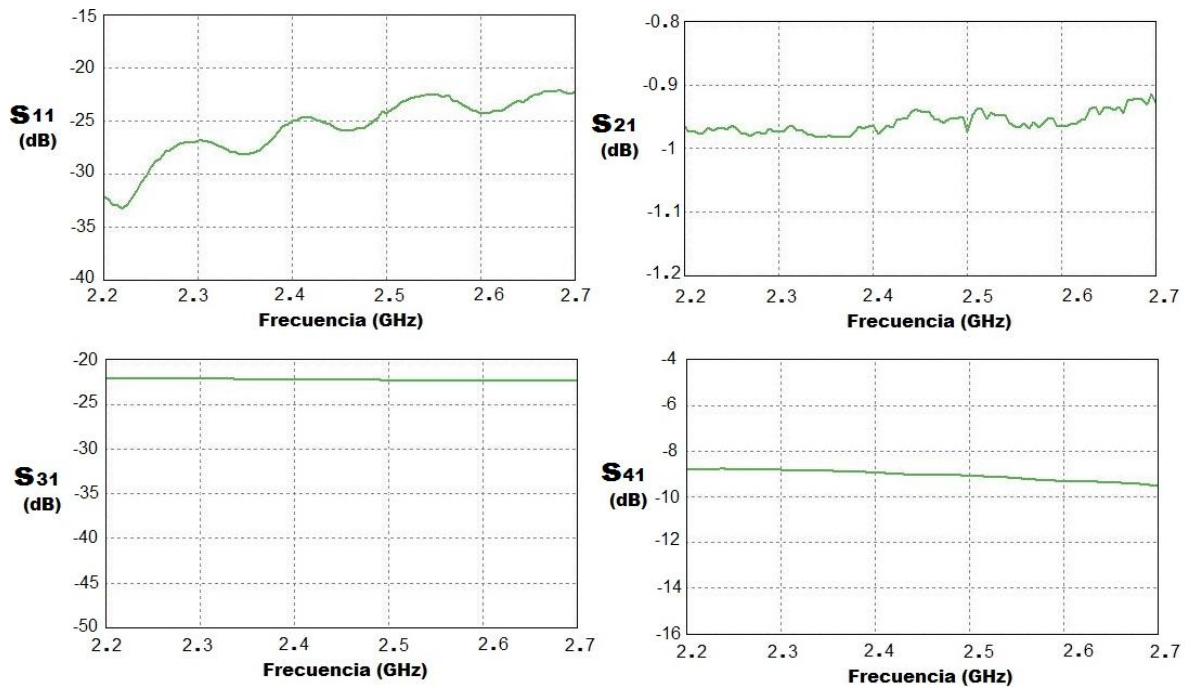


Figura 5.18 Principales parámetros S del acoplador fabricado medidos por medio del analizador de redes vectoriales Lecroy Sparq-3002E.

Comparando los parámetros S del acoplador fabricado (figura 5.18) y los del acoplador simulado (figura 5.16), se nota que S_{11} mejora, las pérdidas por inserción (S_{21}) aumentaron, S_{31} es más estable y el valor absoluto del grado de acoplamiento (S_{41}) disminuyó ligeramente.

En relación a la figura 5.18, S_{11} indica que muy poca potencia es reflejada en el puerto 1. Para la frecuencia central (2.45 GHz), S_{11} es -26 dB. S_{21} demuestra que buena parte de la potencia en el puerto 1 es transmitida al puerto 2. En la frecuencia central, S_{21} es -0.95 dB. S_{31} muestra el grado de aislamiento (-22 dB). S_{41} muestra el grado de acoplamiento del acoplador (-9 dB). Para este acoplador, su directividad (D) es de -13 dB. Comparando las directividades del MC2047-20, Fairview Microwave, Inc., EUA y el acoplador tipo microstrip fabricado, el acoplador MC2047-20 es mejor.

5.3.5 Detector de microondas

Un detector de microondas es básicamente un convertidor de señales de microondas a voltaje CD. El detector ADL5902, Analog Devices, Inc., EUA (figura 5.19) es empleado para convertir la señal de microondas, muestreada por el acoplador, en voltaje CD. Se alimenta con un voltaje de 5 v. Detecta señales en un rango de 50 MHz a 9 GHz.

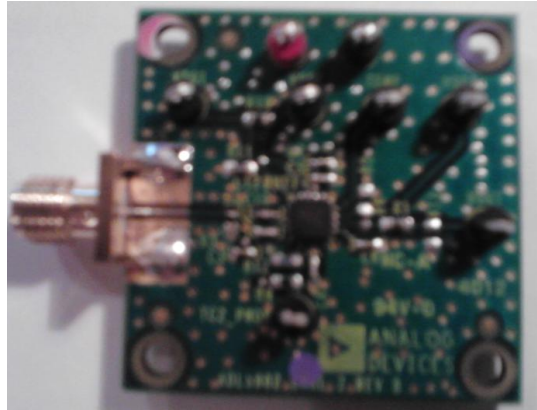


Figura 5.19 Detector ADL5902.

En la figura 5.20, se enseña el esquema empleado para medir la respuesta del detector. Como generador de señales, se empleó un sintetizador de microondas (MG3696B, Anritsu, Japón). Para medir la salida del detector, se ocupó un multímetro digital (MUL-040, Steren, México).

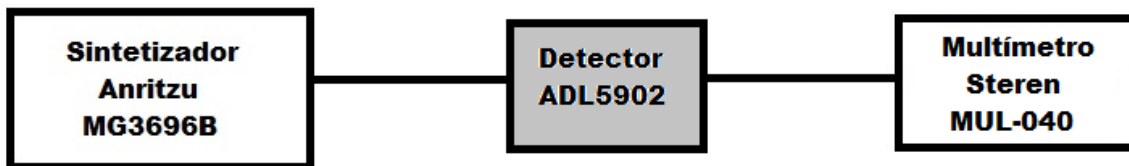


Figura 5.20 Esquema de medición del detector.

El detector fue caracterizado a las frecuencias de 2.4, 2.45, 2.5 2.6 y 2.7 GHz, obteniendo los mismos resultados. La respuesta del detector a una frecuencia de 2.4 GHz se observa en la figura 5.21.

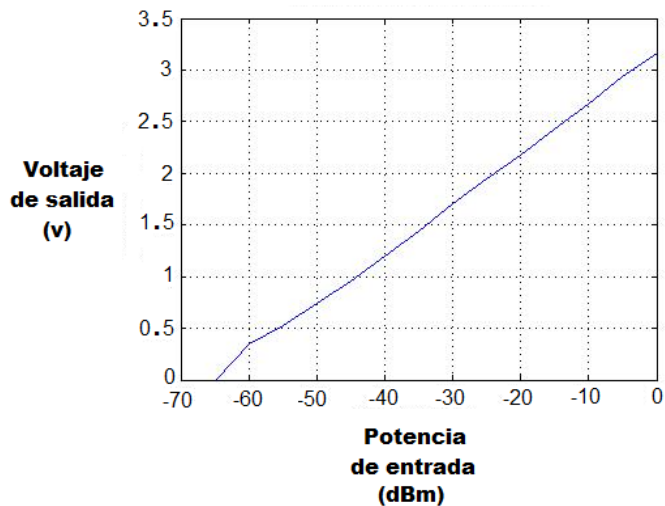


Figura 5.21 Respuesta del detector ADL5902.

Capítulo 6

Resultados y conclusión

6.1 Resultados

Las muestras estudiadas fueron madera terciada, madera de pino, papel y acrílico. Para las mediciones, un puerto del analizador de redes vectoriales (E8361A, Agilent Technologies, EUA) fue conectado a la cavidad, midiéndose las pérdidas por retorno (S_{11}) en un rango de 2.4490 GHz a 2.4690 GHz. Estos resultados fueron tomados como referencia para evaluar, posteriormente, el desempeño de los sistemas propuestos.

La figura 6.1 presenta la respuesta medida de la cavidad sin perturbación y la respuesta de la cavidad cuando es perturbada con las muestras usando un analizador de redes vectoriales. Cuando se habla de vacío, se hace referencia a que la cavidad no tiene muestra en su interior.

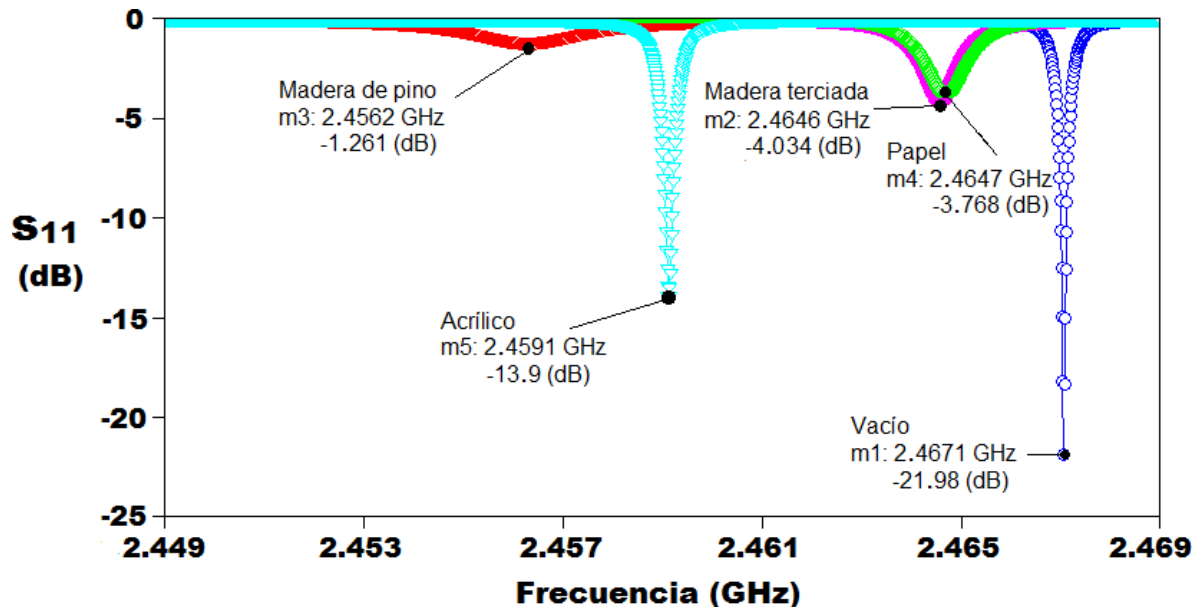


Figura 6.1 Medición de la cavidad resonante con diferentes materiales empleando el analizador de redes vectoriales Agilent Technologies E8361A.

Por otro lado, la figura 6.2 exhibe la respuesta medida de la cavidad sin perturbación y la respuesta de la cavidad cuando es perturbada con las muestras empleando el sistema A. Para obtener estas gráficas, el voltaje de salida es convertido a pérdidas por retorno utilizando Matlab. La figura 6.3 presenta el sistema A implementado.

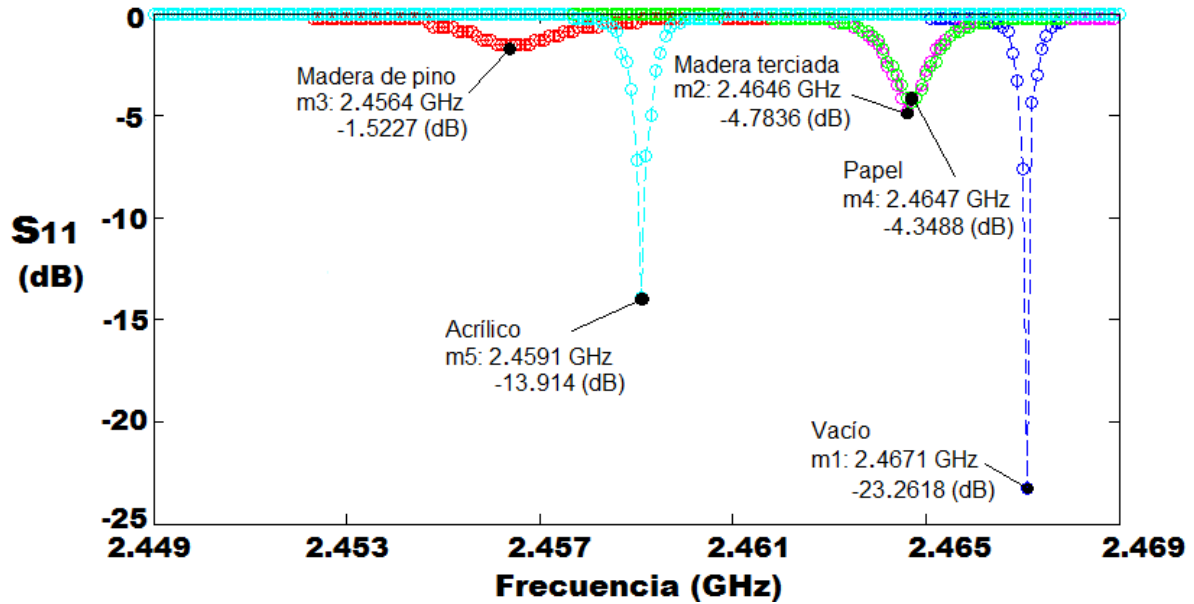


Figura 6.2 Medición de la cavidad resonante con diferentes materiales empleando el sistema A.



Figura 6.3 Sistema A implementado para la medición de la cavidad con y sin perturbación.

La figura 6.4 presenta la respuesta medida de la cavidad sin perturbación y la respuesta de la cavidad cuando es perturbada con las muestras empleando el sistema B. La figura 6.5 muestra el sistema B implementado.

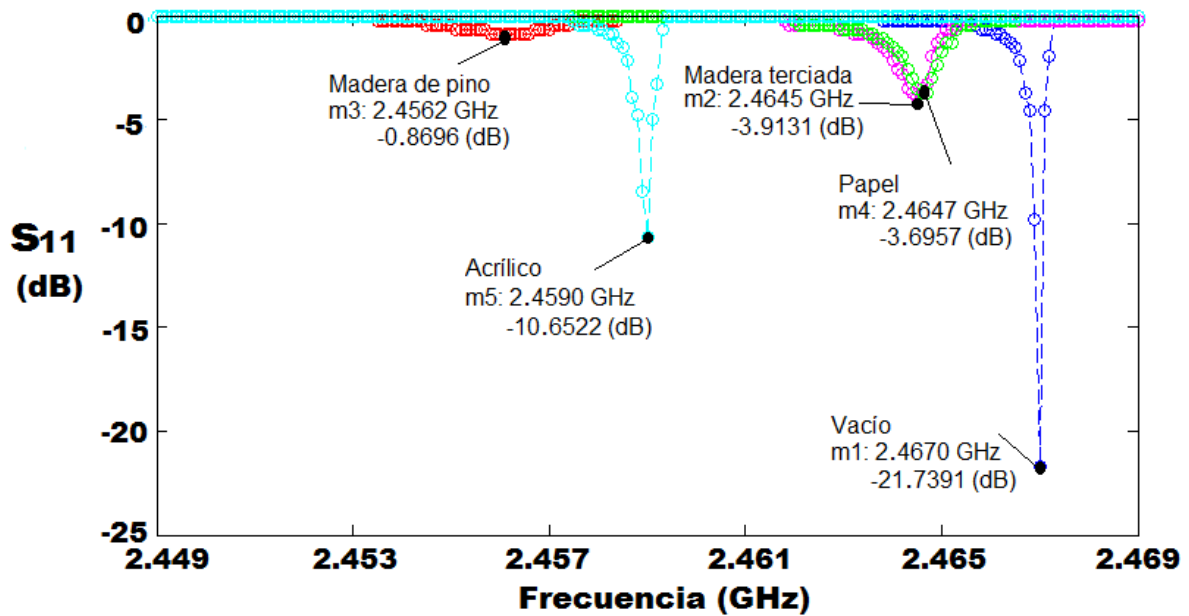


Figura 6.4 Medición de la cavidad resonante con diferentes materiales empleando el sistema B.

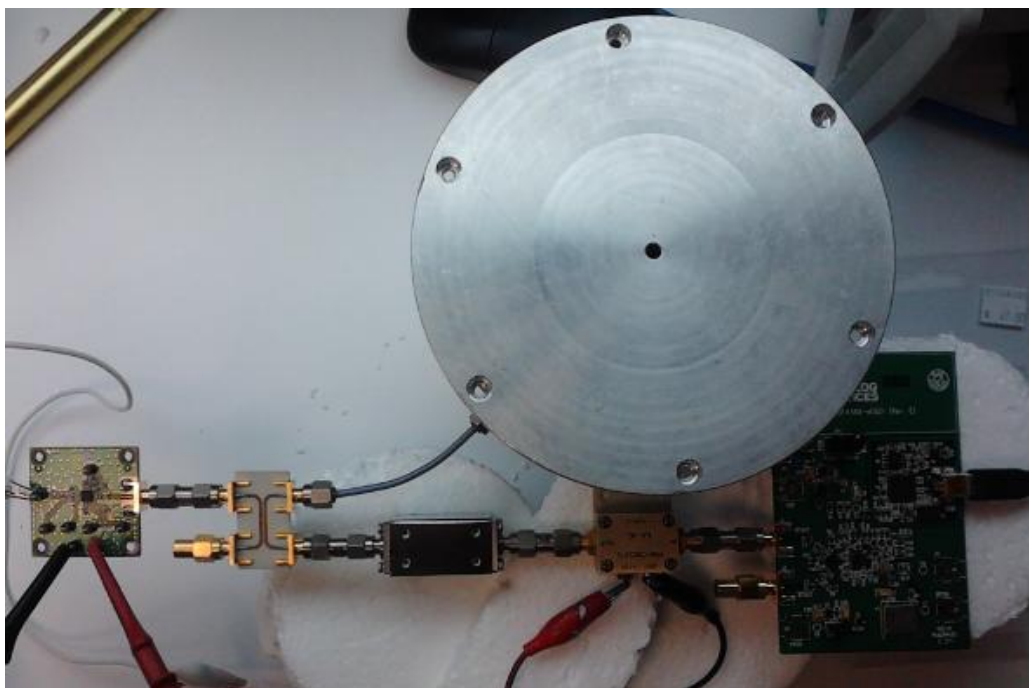


Figura 6.5 Sistema B implementado para la medición de la cavidad con y sin perturbación.

La tabla 6.1 muestra los valores de permitividad obtenidos de los materiales. Se comparan los tres métodos de medición empleados. Los valores de permitividad fueron calculados por medio de las ecuaciones (4.8), (4.9), (4.19) y (4.20). La tangente de pérdidas es expresada en la ecuación (6.1) [30]:

$$\tan \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \quad (6.1)$$

Tabla 6.1 Permitividad de materiales medidos.

Material	Analizador de redes vectoriales E8361A		Sistema A			Sistema B		
	ϵ'	$\tan \delta$	ϵ'	$\tan \delta$	Error	ϵ'	$\tan \delta$	Error
Madera terciada	2.16	0.0185	2.16	0.0185	/	2.16	0.0185	/
Madera de pino	2.838	0.0173	2.8041	0.0162	6.3%	2.821	0.0137	20.8%
Papel	3.7812	0.0297	3.7812	0.0302	1.6%	3.6652	0.0272	8.4%
Acrílico	2.8288	0.0017	2.8288	0.002	17.6%	2.8288	0.0011	35.2%

La madera terciada fue empleada como referencia para obtener las permitividades del resto de las muestras. Considerando la tangente de pérdidas como el elemento para definir el desempeño de los sistemas A y B respecto al analizador de redes vectoriales, se observa que el sistema A es mejor que el sistema B; esto era de esperarse debido a que el acoplador del sistema A tiene mejor directividad que el acoplador desarrollado en esta tesis y que se emplea en el sistema B. Sin embargo, los resultados son muy prometedores ya que es factible desarrollar acopladores direccionales con un valor absoluto de directividad alto cambiando el acoplamiento entre las líneas de la microstrip y el sustrato.

6.2 Conclusión

Considerando que, para medir la permitividad de los materiales, se emplea comúnmente un analizador de redes vectoriales cuyo precio es muy elevado, en este trabajo, se presentó un sensor de microondas de bajo costo y portátil para la medición de las propiedades dieléctricas. El costo del sensor propuesto (incluyendo sintetizador, amplificador, aislador, acoplador direccional y detector) es menor de 900 USD. Éste es un bajo costo en comparación con el E8361A, Agilent Technologies, EUA que tiene un costo de aproximado de 139 000 USD.

El sensor consiste de una cavidad resonante cilíndrica, un generador de microondas y un receptor de microondas compuesto por un acoplador direccional y un detector de microondas. El generador utilizado está formado por un sintetizador basado en el

ADF4360-0, un amplificador y un aislador para protección. El sintetizador empleado hace que el sensor sea portátil. La cavidad resonante cilíndrica, cuya frecuencia de resonancia es 2.45 GHz, se conecta al puerto de entrada de un acoplador direccional, mientras que el detector de microondas se conecta al puerto acoplado del acoplador direccional para sensor los cambios de la frecuencia de resonancia debido a la MBP colocada en el interior de la cavidad resonante. A mayor valor absoluto de directividad del acoplador empleado, mayor exactitud del sensor.

Se midió la permitividad de cuatro muestras con el sensor implementado y con el analizador de redes vectoriales obteniendo resultados similares. Por lo tanto, el sensor de microondas puede ser aplicado para el desarrollo de analizadores de permitividad portátiles pudiendo sustituir a un analizador de redes vectoriales.

6.3 Trabajo futuro

Para el trabajo futuro, se pueden realizar las siguientes propuestas:

- Cuando la cavidad resonante fabricada no contiene MBP, el valor de S_{11}, f_o es de -22.6 dB. Si se aumenta el valor absoluto de S_{11}, f_o , se podría aumentar el grado de precisión de las permitividades de los materiales que se miden.
- El diámetro del orificio, que se encuentra en la parte superior de la cavidad resonante cilíndrica por el cual se introducen las muestras a medir, es de 4 mm. Éste se podría aumentar a un valor de 7 mm para insertar muestras más grandes.
- En este trabajo, se presentaron mediciones de permitividad de materiales comunes. Se podrían realizar mediciones de materiales orgánicos como maíz, sorgo y otras semillas que se cultivan en esta región, así como de los insectos que las afectan. De esta manera, se tendría información para implementar el tratamiento de desinfestación por medio de microondas.

Apéndice A

Trabajos derivados

E. S. Hernández-Gómez, J. L. Olvera-Cervantes, A. Corona-Chávez, M. E. Sosa-Morales, “Development of a low cost dielectric permittivity sensor for organic and inorganic materials in the microwave frequency range”, Ibersensor, Bogotá, Colombia, 2014. Aceptado.

E. S. Hernández-Gómez, J. L. Olvera-Cervantes, A. Corona-Chávez, “Desarrollo de un sistema de bajo costo para el sensado de la permitividad de materiales dieléctricos en el rango de microondas” SOMI XXIX, Jalisco, México, 2014. Aceptado.

Lista de figuras

Capítulo 2: Estado del arte

2.1 Condición de frontera para la caracterización de un material usando el método no resonante.....	6
2.2 Método de reflexión abierta	7
2.3 Método de reflexión cerrada	8
2.4 Método de transmisión/reflexión	8
2.5 Muestra cilíndrica entre dos platos conductivos	10
2.6 Cavidad cilíndrica (modo TM_{010}) para la medición de las propiedades eléctricas. La posición A es usada para la medición de permitividad. La posición B es empleada para la medición de la permeabilidad	11

Capítulo 3: Marco teórico

3.1 Momento dipolar (P) adquirido por el alineamiento de los dipolos en un material ante la presencia de un campo eléctrico externo	12
3.2 El modo de propagación transversal electromagnético o TEM	15

3.3 Campos eléctricos y magnéticos del modo de propagación TEM. El campo es más intenso en las regiones donde las líneas de flujo se representan con menos separación entre sí	16
3.4 Corte transversal de diferentes tipos de guía de onda	16
3.5 Frecuencias de corte y regiones teóricas de propagación del modo dominante y de los modos superiores en una guía de ondas.....	17
3.6 Vista transversal de las líneas de campo o flujo eléctrico y magnético del modo dominante (o primer modo) y del segundo modo de propagación (o primer modo superior) en guías rectangulares y circulares	18
3.7 Vista transversal de las líneas de campo eléctrico del modo dominante y de los tres modos superiores siguientes en una fibra óptica de salto de índice	19
3.8 Efecto de la alta frecuencia en red de dos puertos	21
3.9 Red de dos puertos caracterizado por parámetros de dispersión	22
3.10 Configuración para medición de S11 y S21	23
3.11 Configuración para medición de S22 y S12	23
3.12 Diagrama a bloques de un analizador de redes	24
3.13 Divisor de potencia y acoplador	25
3.14 Acoplador y puente	25
3.15 Detector de señal por diodo	26
3.16 Receptor sincronizado	26
3.17 Analizador de redes moderno	27
3.18 Acoplador direccional básico	28
3.19 Acopladores direccionales de 3 y 4 puertos	29
3.20 Acoplador direccional dual	29
3.21 Detector de microonda básico	31
3.22 Ilustración del circulador	32

3.23 Sintetizador directo de frecuencias	34
--	----

3.24 Sintetizador indirecto de frecuencias	34
--	----

Capítulo 4: Método de perturbación de cavidad y teoría de líneas acopladas

4.1 Cavidad cilíndrica resonante y la distribución del campo eléctrico para modos resonantes para $l = 1$ o $l = 2$. El radio está indicado por a ; y la altura, por d	35
---	----

4.2 Determinación de Δf para medición de factor de calidad por medio de a) Potencia, b) amplitud y c) fase	37
--	----

4.3 Obtención del factor de calidad a partir de la medición de S_{11}	38
---	----

4.4 Diversas geometrías de líneas de transmisión acopladas. a) Stripline acoplada planar, b) Stripline acoplada con líneas sobrepuestas y c) Microstrip acoplada	41
--	----

4.5 Una línea de transmisión de tres conductores acoplada y su red equivalente de capacitancias	42
---	----

4.6 Excitaciones en el modo par e impar para una línea acoplada y sus redes de capacitancias equivalentes. a) Excitación de modo par y b) excitación de modo impar	42
---	----

4.7 a) Geometría y designación de puertos y b) Circuito esquemático	43
---	----

4.8 Descomposición de las líneas acopladas de la figura 4.7 en los modos a) par e b) impar	44
--	----

4.9 Voltajes en el puerto directo y acoplado contra la frecuencia para las líneas acopladas de la figura 4.7	47
--	----

Capítulo 5: Desarrollo de un sensor de permitividad dieléctrica a la frecuencia de 2.45 GHz

5.1 Sensor en el rango de microondas	49
--	----

5.2 Cavidad resonante fabricada	51
---------------------------------------	----

5.3 Respuesta de la cavidad resonante cilíndrica, sin muestra, medida con un analizador de redes vectoriales (E8361A, Agilent Technologies, EUA).....	51
---	----

5.4 Sintetizador ADF4360-0.....	52
---------------------------------	----

5.5 Respuesta del sintetizador ADF4360-0 medida con el analizador de espectros HP 8592B	53
---	----

5.6 Amplificador ZJL-3G	53
5.7 Esquema de medición de amplificador	54
5.8 Ganancia del amplificador con diferentes voltajes de alimentación	54
5.9 Configuración de los puertos del Aislador SFI2040.....	55
5.10 Parámetros S del aislador SFI2040 medidos con el analizador de redes vectoriales Lecroy Sparq-3002E	55
5.11 Configuración de los puertos del acoplador MC2047-20	56
5.12 Principales parámetros S del acoplador MC2047-20 medidos por medio del analizador de redes vectoriales Lecroy Sparq-3002E	56
5.13 Dimensiones físicas proporcionadas por la herramienta LineCalc	57
5.14 Esquemático del acoplador direccional	59
5.15 Layout del acoplador direccional	59
5.16 Parámetros S principales del acoplador diseñado	60
5.17 Configuración de los puertos del acoplador fabricado	60
5.18 Principales parámetros S del acoplador fabricado medidos por medio del analizador de redes vectoriales Lecroy Sparq-3002E	61
5.19 Detector ADL5902	62
5.20 Esquema de medición del detector	62
5.21 Respuesta del detector ADL5902	62

Capítulo 6: Resultados y conclusión

6.1 Medición de la cavidad resonante con diferentes materiales empleando el analizador de redes vectoriales Agilent Technologies E8361A	63
6.2 Medición de la cavidad resonante con diferentes materiales empleando el sistema A	64
6.3 Sistema A implementado para la medición de la cavidad con y sin perturbación	64

6.4 Medición de la cavidad resonante con diferentes materiales empleando el sistema B	65
6.5 Sistema B implementado para la medición de la cavidad con y sin perturbación	65

Lista de tablas

Capítulo 4: Método de perturbación de cavidad y teoría de líneas acopladas

4.1 Valores de ρ'_{nm} para modos <i>TE</i> de una guía de onda circular	36
4.2 Valores de ρ_{nm} para modos <i>TM</i> de una guía de onda circular	36

Capítulo 5: Desarrollo de un sensor de permitividad dieléctrica a la frecuencia de 2.45 GHz

5.1 Parámetros y valores empleados para el diseño de una cavidad resonante cilíndrica.	50
5.2 Valores empleados en <i>Substrate Parameters</i>	58
5.3 Valores empleados en <i>Electrical</i>	58
5.4 Dimensiones físicas del acoplador direccional	58

Capítulo 6: Resultados y conclusión

6.1 Permitividad de materiales medidos	66
--	----

Referencias

- [1] L. F. Chen, C. K. Ong, C. P. Neo, V. V. Varadan, V. K. Varadan, "Microwave Electronics Measurement and Materials Characterization" John Wiley & Sons, Ltd. 2004.
- [2] K. Saeed, M. F. Shafique, M. B. Byrne, I. C. Hunter, "Planar Microwave Sensor for Complex Permittivity Characterization of Materials and Their Applications", InTech, 2012.
- [3] M. N. Afsar, A. Bellemans, J. R. Birch, G. W. Chantry, R. N. Clarke, R. J. Cook, R. Finsy, O. Gottman, J. Goulon, R. G. Jones, U. Kaatze, E. Kestemont, H. Kilp, M. Mandel, R. Pottel, J-L Rivail, C. B. Rosenberg, R. Van Loon. "A Comparison of Dielectric Measurement Methods for Liquids in the Frequency Range 1 GHz to 4 THz" 1980 IEEE.
- [4] S. Jiao, J. A. Johnson, J. Tang, S. Wang, "Dielectric properties of cowpea weevil, black-eyed peas and mung beans with respect to the development of radio frequency heat treatments", Biosystems Engineering, 2011.
- [5] Thomas S. Laverghetta, "Modern Microwave Measurements and Techniques" Artech House, INC. 1988.
- [6] Agilent, "Impedance Measurement Handbook", 4th Edition, Agilent Technologies, Inc. USA. 2013.
- [7] Beatriz García Baños, "Estudio y optimización de sensores de microondas para la caracterización y monitorización en procesos industriales", Universidad Politécnica de Valencia.
- [8] Roció Pérez Páez, "Aplicación de Microondas en el Tratamiento de Emulsiones de Tipo Agua en Aceite (w/o) y Aceite en Agua (o/w)", Universidad Politécnica de Valencia, Valencia 2009.
- [9] M. A. Reyes Paz, "Caracterización electromagnética de crudos pesados", Universidad del Zulia, Venezuela, 2011.
- [10] R. Mustafa, "Ring Resonator with Single gap for Measurement of Dielectric Constants of Materials", University of Gavle, 2013.
- [11] M. S. Flores Vidal, "Reflectividad en estructuras compuesto-metal", Universidad Complutense de Madrid, 2013.

- [12] M. E. Ramia, C. A. Martín, M. A. Chestra, "Medición de constante dieléctrica", Universidad Nacional de Córdoba, Argentina, 2012.
- [13] Agustín Nieto Domínguez, Oscar Quevedo Teruel, "Diseño de un Medidor de Permittividades de Materiales Dieléctricos", Universidad Carlos III de Madrid, Leganés Julio de 2010.
- [14] A. C. Metaxas and R. J. Meredith, "Industrial Microwave Heating", London: Peter Peregrinus Ltd. 1983
- [15] S. O. Nelson, "Dielectric properties measurement techniques and applications," Trans. ASAE, vol. 42 (2), 1999.
- [16] Rodolfo Nery Vela, "Líneas de transmisión", McGRAW-HILL/Interamericana editores. 1999.
- [17] R. S. Murphy Arteaga, "Teoría electromagnética para estudiantes de electrónica y física", Tonantzintla, Puebla, México. 1998.
- [18] Agilent, "Basics of Measuring the Dielectric Properties of Material", Agilent Technologies, Inc. USA. Junio 2006.
- [19] Wayne Tomasi, "Sistemas de Comunicaciones Electrónicas", Prentice Hall. 2003
- [20] David M. Pozar, "Microwave Engineering" John Wiley & Sons, Inc. Second edition. 1988.
- [21] R. F. Harrington, "Time-Harmonic Electromagnetic Fields" The IEEE series on electromagnetic wave theory.
- [22] R. Boix, "Guías de ondas", Universidad de Sevilla. 1992.
- [23] F. Medina, R. Boix y A. Izquierdo, "Factor de calidad y factor de acoplamiento de circuitos resonantes", Universidad de Sevilla. 1994.
- [24] M. S. Venkatesh, "Cavity Perturbation Technique for Measurement of Dielectric Properties of some Agri-food Materials", Department of Agricultural and Biosystems Engineering, Montreal, March 1996.
- [25] C. V. Pérez, "Líneas de transmisión", Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Cantabria.

[26] C. M. Zapata, "Diseño de un filtro en la banda de frecuencias de microondas-milimétricas para sistemas de comunicaciones", Universidad Autónoma de Madrid, Julio de 2008.

[27] Agilent, "Agilent RF and Microwave Test Accessories", Agilent Technologies, Inc. USA, 2000.

[28] Agilent EESof EDA, "Advanced Design System", Agilent Technologies, Inc. USA., 2014.

[29] A. S. Prieto, "Diseño de acopladores direccionales de microondas para matrices de butler", Universidad Autónoma de Madrid, Mayo de 2009.

[30] M. A. Plonus, "Electromagnetismo aplicado" Editorial Reverté, 1994.